

Procédé de codage multiple optimisé

La présente invention concerne le codage/décodage de signaux numériques, dans des applications de transmission ou de stockage de signaux multimédia tels que les signaux audio (parole et/ou sons) ou vidéo.

Pour offrir mobilité et continuité, les services de communication multimédia modernes et innovants doivent pouvoir fonctionner dans une grande variété de conditions. Le dynamisme du secteur de la communication multimédia, l'hétérogénéité des réseaux, de l'accès et des terminaux ont engendré une prolifération de formats de compression.

La présente invention s'inscrit dans le contexte d'une optimisation des techniques de "codage multiple", mises en œuvre dès lors qu'un signal numérique, ou une portion de ce signal, est codé selon plusieurs techniques de codage. Ce codage multiple peut être effectué de manière simultanée (en une seule passe) ou non. Les traitements peuvent s'effectuer sur le même signal, ou éventuellement sur des versions dérivées du même signal (par exemple selon des bandes passantes différentes). On distingue donc le "codage multiple" des "transcodages", où chaque codeur effectue la compression d'une version issue du décodage du signal compressé par le codeur précédent.

Le codage multiple se présente par exemple dans le cas d'un même contenu qui est codé selon plusieurs formats et transmis ensuite à des terminaux ne supportant pas les mêmes formats de codage. S'il s'agit d'une diffusion en temps réel, le traitement devra être effectué en simultané. S'il s'agit d'accès à une base de données, les codages pourront être effectués l'un après l'autre, en différé. Dans ces exemples, le codage multiple permet de coder un même signal selon des formats différents en utilisant plusieurs codeurs (ou

éventuellement plusieurs débits ou plusieurs modes d'un même codeur), chaque codeur fonctionnant de manière indépendante des autres codeurs.

5 Un autre usage de codage multiple se rencontre dans des structures de codage où plusieurs codeurs se trouvent en compétition pour coder un segment de signal, un seul codeur étant finalement sélectionné pour le codage de ce segment. Le choix du codeur sélectionné peut s'effectuer à l'issue du traitement de ce segment, voire même ultérieurement (par décision retardée). Dans ce qui suit, on désignera par "*codage multi-modes*" ce type de structure
10 (en référence à la sélection d'un "*mode*" de codage). Dans ces structures multi-modes, plusieurs codeurs partageant un "*passé commun*" sont amenés à coder la même portion de signal. Les techniques de codage utilisées peuvent être différentes, ou issues d'une unique structure de codage. Elles ne seront cependant pas totalement indépendantes sauf s'il s'agit de techniques "*sans mémoire*". En effet, dans le cas (courant) de techniques de codage mettant en
15 œuvre des traitements récursifs, le traitement d'un segment donné de signal dépend de la manière dont ce signal a été codé dans le passé. Il y a donc une certaine dépendance entre les codeurs, dès lors qu'un codeur devra prendre en compte dans ses mémoires la sortie d'un autre codeur.

20 Dans ces différents contextes, la notion de "*codage multiple*" a été introduite ainsi que les conditions d'usage de telles techniques. Cependant la complexité de mise en œuvre peut s'avérer rédhibitoire.

25 Par exemple, dans le cas de serveurs de contenus qui diffusent un même contenu sous plusieurs formats adaptés aux conditions d'accès, de réseaux et terminaux de différents clients, cette opération devient extrêmement complexe à mesure qu'augmente le nombre de formats désiré. S'il s'agit d'une diffusion temps réel, on se trouve rapidement limité par les ressources du système étant
30 donné que les différents formats sont codés en parallèle.

Le deuxième cas d'usage mentionné concerne les applications de codage multi-modes, permettant la sélection d'un codeur parmi un ensemble pour chaque portion de signal analysé. La sélection demande la définition d'un critère, les plus courants visant à l'optimisation du compromis débit-distorsion.

5 Le signal étant analysé sur des segments temporels successifs, à chaque segment plusieurs codages sont évalués. On sélectionne ensuite le codage de débit le plus faible pour une qualité donnée, ou celui de meilleure qualité pour un débit donné. On notera que d'autres contraintes que celles de débit/distorsion peuvent être utilisées.

10

En général, dans de telles structures, la sélection du codage s'effectue "*a priori*" par une analyse du signal sur le segment considéré (sélection selon les caractéristiques du signal). Cependant, la difficulté de produire une classification robuste du signal pour cette sélection a conduit à proposer une

15

sélection "*a posteriori*" du mode optimal après codage de l'ensemble des modes, au prix toutefois d'une complexité élevée.

20

Des méthodes intermédiaires combinant les deux approches ont été proposées pour alléger le coût de calcul. Ces stratégies sont cependant sous-optimales et s'avèrent moins performantes que l'exploration de tous les modes. L'exploration de tous les modes ou d'une grande partie des modes constitue une application de codage multiple qui présente une complexité potentiellement élevée, difficilement compatible a priori avec le codage en temps réel par exemple.

25

Actuellement, la plupart des opérations de codage multiple et de transcodage ne prennent pas en compte les interactions entre les formats et entre le format et son contenu. Quelques techniques de codage multi-modes ont été proposées, mais la décision du mode utilisé se fait généralement a priori soit

30

sur le signal (par classification, comme par exemple le codeur SMV pour

"*Selectable Mode Vocoder*"), soit en fonction des conditions du réseau (par exemple dans les codeurs AMR pour "*Adaptive Multi-Rate*").

Dans les documents :

5 "An overview of variable rate speech coding for cellular networks", Gersho, A.; Paksoy, E.; Wireless Communications, 1992. Conference Proceedings, 1992 IEEE International Conference on Selected Topics, 25-26 Jun 1992 Page(s) : 172 -175,

10 "A variable rate speech coding algorithm for cellular networks", Paksoy, E.; Gersho, A.; Speech Coding for Telecommunications, 1993. Proceedings, IEEE Workshop 1993, Page(s): 109-110,

15 "Variable rate speech coding for multiple access wireless networks", Paksoy E.; Gersho A.; Electrotechnical Conference, 1994, Proceedings, 7th Mediterranean, 12-14 Apr 1994 Page(s): 47 -50 vol.1,

plusieurs modes de sélection sont présentés, en particulier une décision contrôlée par la source et une décision contrôlée par le réseau.

20 Dans le cas d'une décision contrôlée par la source, la décision a priori s'effectue à partir d'une classification du signal d'entrée. Il existe alors de nombreuses méthodes de classification du signal.

25 Dans le cas d'une décision contrôlée par le réseau, il est plus simple de réaliser un codeur multi-modes dont le débit est choisi par un module externe plutôt que par la source. La méthode la plus simple consiste à élaborer une famille de codeurs chacun à débit fixe mais dont les débits sont différents entre codeurs et de commuter entre ces différents débits pour obtenir un mode
30 courant désiré.

Quelques travaux ont aussi été présentés sur la possibilité de combiner plusieurs critères pour sélectionner a priori le mode qui doit être utilisé, notamment dans les documents :

5 "Variable-rate for the basic speech service in UMTS" Berruto, E.; Sereno, D.; Vehicular Technology Conference, 1993 IEEE 43rd, 18-20 May 1993 Page(s): 520 -523

10 "A VR-CELP codec implementation for CDMA mobile communications" Cellario, L.; Sereno, D.; Giani, M.; Blocher, P.; Hellwig, K.; Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1994, ICASSP-94, 1994 IEEE International Conference, Volume: 1, 19-22 Apr 1994 Page(s): I/281 -I/284 vol.1.

15 Tous les algorithmes de codage multi-modes avec sélection du mode de codage a priori souffrent d'un même inconvénient, en particulier lié à des problèmes de robustesse de la classification a priori.

C'est pourquoi des techniques utilisant une décision a posteriori du mode de codage ont été proposées. Par exemple dans le document :

20 "Finite state CELP for variable rate speech coding" Vaseghi, S.V.; Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990, ICASSP-90, 1990 International Conference, 3-6 Apr 1990 Page(s) : 37 -40 vol.1,

25 le codeur peut commuter entre différents modes par optimisation d'une mesure de qualité objective, la décision se fait donc a posteriori en fonction des caractéristiques du signal d'entrée, du rapport visé débit/SQNR (pour "Signal to Quantization Noise Ratio") et de l'état courant du codeur. Un tel schéma de codage permet d'obtenir une amélioration de la qualité. Cependant, les différents codages étant réalisés en parallèle, la complexité résultante de ce
30 type de système est prohibitive.

D'autres techniques combinant une décision a priori et une amélioration en boucle fermée ont été proposées. Dans le document :

5 "Multimode variable bit rate speech coding: an efficient paradigm for high-quality low-rate representation of speech signal" Das, A.; DeJaco, A.; Manjunath, S.; Ananthapadmanabhan, A.; Huang, J.; Choy, E.; Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1999. ICASSP '99 Proceedings, 1999 IEEE International Conference, Volume: 4, 15-19 Mar 1999 Page(s): 2307 -2310 vol.4,

10 le système proposé effectue une première sélection (sélection en boucle ouverte) du mode, en fonction des caractéristiques du signal. Cette décision peut être effectuée par classification. Ensuite, à partir d'une mesure d'erreur, si les performances du mode sélectionné ne sont pas satisfaisantes, un mode de
15 débit plus élevé est appliqué et l'opération se répète (selon une décision recherchée en boucle fermée).

De même, dans les documents :

* "Variable rate speech coding for umts" Cellario, L.; Sereno, D.; Speech
20 Coding for Telecommunications, 1993. Proceedings, IEEE Workshop, 1993 Page(s): 1 -2

"Phonetically-based vector excitation coding of speech at 3.6 kbps" Wang, S.; Gersho, A.; Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989. ICASSP-89.,
25 1989 International Conference, 23-26 May 1989 Page(s): 49 -52 vol.1

* "A modified CS-ACELP algorithm for variable-rate speech coding robust in
noisy environments" Beritelli, F.; IEEE Signal Processing Letters, Volume: 6
Issue: 2, Feb 1999 Page(s): 31 -34,

des techniques similaires ont été utilisées. Une première sélection en boucle ouverte est réalisée après classification du signal d'entrée (classification phonétique, ou voisé/non-voisé), ensuite une décision en boucle fermée est effectuée :

- 5 - soit sur le codeur complet et, dans ce cas, tout le segment de parole est codé à nouveau;
- soit sur une partie du codage, comme dans les références ci-avant précédées d'une étoile (*), pour lesquels le choix du dictionnaire à utiliser est effectué en boucle fermée.

10 L'ensemble des études mentionnées ci-dessus tend à résoudre le problème de la complexité de la sélection optimale du mode par l'utilisation, totale ou partielle, d'une sélection ou pré-sélection a priori, qui évite le codage multiple ou diminue le nombre de codeurs à mettre en œuvre en parallèle.

15 Toutefois, aucune technique de l'art antérieur permettant de réduire la complexité des codages réalisés en parallèle n'a été proposée.

La présente invention vient améliorer la situation.

20 Elle propose à cet effet un procédé de codage multiple en compression, dans lequel un signal d'entrée est destiné à alimenter en parallèle une pluralité de codeurs comportant chacun une succession de blocs fonctionnels, en vue d'un codage en compression dudit signal par chaque codeur.

25 Le procédé de l'invention comporte les étapes préparatoires ci-après :

- a) identifier les blocs fonctionnels formant chaque codeur, ainsi qu'une ou plusieurs fonctions réalisées par chaque bloc,
- b) repérer, parmi lesdites fonctions, des fonctions qui sont communes d'un
- 30 codeur à l'autre, et

c) exécuter lesdites fonctions communes, une fois pour toutes, pour une partie au moins de tous les codeurs, au sein d'au moins un même module de calcul.

5 Dans une réalisation avantageuse, les étapes ci-avant sont mises en œuvre par un produit programme d'ordinateur comportant des instructions de programme à cet effet. A ce titre, la présente invention vise aussi un tel produit programme d'ordinateur, destiné à être stocké dans une mémoire d'une unité de traitement, notamment d'un ordinateur ou d'un terminal mobile, ou sur un support mémoire amovible et destiné à coopérer avec un lecteur de l'unité de
10 traitement.

La présente invention vise aussi un dispositif d'aide à un codage en compression, pour la mise en œuvre du procédé selon l'invention, et comportant alors une mémoire propre à stocker des instructions d'un produit
15 programme d'ordinateur du type précité.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée ci-après, et des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1a illustre schématiquement le contexte d'application de la
20 présente invention, avec une pluralité de codeurs mis en parallèle,
- la figure 1b illustre schématiquement l'application de l'invention, avec la mise en partage de blocs fonctionnels entre plusieurs codeurs mis en parallèle,
- la figure 1c illustre schématiquement l'application de l'invention, avec la
25 mise en partage de blocs fonctionnels en codage multi-modes,
- la figure 1d illustre schématiquement l'application de l'invention, en codage multi-modes en treillis,
- la figure 2 représente schématiquement les blocs fonctionnels principaux d'un codeur fréquentiel perceptuel,
- 30 - la figure 3 représente schématiquement les blocs fonctionnels principaux d'un codeur à analyse par synthèse,

- la figure 4a représente schématiquement les blocs fonctionnels principaux d'un codeur TDAC,
- la figure 4b représente schématiquement le format du flux binaire codé par le codeur de la figure 4a,
- 5 - la figure 5 représente schématiquement l'application de l'invention à une pluralité de codeurs TDAC en parallèle, selon une réalisation avantageuse,
- la figure 6a représente schématiquement les blocs fonctionnels principaux d'un codeur MPEG-1 (layer I et II),
- la figure 6b représente schématiquement le format du flux binaire codé par le codeur de la figure 6a,
- 10 - la figure 7 représente schématiquement l'application de l'invention à une pluralité de codeurs MPEG-1 (layer I et II) mis en parallèle, selon une réalisation avantageuse,
- et la figure 8 représente plus en détails les blocs fonctionnels d'un codeur à analyse par synthèse, ici de type NB-AMR selon la norme 3GPP.
- 15

On se réfère tout d'abord à la figure 1a sur laquelle on a représenté une pluralité de codeurs C0, C1, ..., CN, en parallèle et recevant chacun un signal d'entrée s_0 . Chaque codeur comporte des blocs fonctionnels BF1 à BF n pour mettre en œuvre des étapes successives de codage et délivrer finalement un flux binaire codé BS0, BS1, ..., BSN. On indique en outre que dans une application en codage multi-modes, les sorties des codeurs C0 à CN sont reliées à un module MM de sélection du mode optimal et le flux binaire BS du codeur optimal est transmis (flèches en traits pointillés de la figure 1a).

25 Pour une raison de simplicité, tous les codeurs de l'exemple de la figure 1a ont le même nombre de blocs fonctionnels, mais bien entendu tous ces blocs fonctionnels ne sont pas nécessairement prévus dans tous les codeurs, en pratique.

Certains blocs fonctionnels BFi sont parfois identiques d'un mode (ou d'un codeur) à l'autre, d'autres ne diffèrent qu'au niveau des quantificateurs. Des relations exploitables existent aussi lorsque l'on utilise des codeurs issus d'une même famille de codage, utilisant des modèles similaires ou calculant des paramètres liés physiquement au signal.

Ce sont ces relations que la présente invention propose d'exploiter, afin de réduire la complexité des opérations de codage multiple.

Dans un premier temps, l'invention propose d'identifier les blocs fonctionnels composant chacun des codeurs. On exploite ensuite les similarités techniques entre les codeurs en considérant les blocs fonctionnels dont les fonctions sont équivalentes ou voisines. Pour chacun de ces blocs, l'invention propose :

- d'une part de définir des opérations dites "*communes*", et de les effectuer une seule fois pour l'ensemble des codeurs;
- d'autre part, de mettre en œuvre des méthodes de calcul spécifiques à chaque codeur et utilisant notamment les résultats de ces calculs communs. Ces méthodes de calcul produisent un résultat éventuellement différent de celui produit par un codage complet. L'objectif est alors en fait d'accélérer les traitements en exploitant les informations disponibles et fournies notamment par les calculs communs. De tels procédés permettant d'accélérer les calculs sont par exemple mis en œuvre dans des techniques destinées à réduire la complexité des opérations de transcodage (dites techniques de "*transcodage intelligent*").

La figure 1b illustre la solution proposée. Dans l'exemple représenté, les opérations "*communes*" précitées sont effectuées une seule fois pour une partie au moins des codeurs et, préférentiellement, pour l'ensemble des codeurs, dans un module indépendant MI qui redistribuera les résultats

obtenus à une partie au moins des codeurs, ou préférentiellement à tous ces codeurs. Il s'agit ainsi d'une mise en partage entre une partie au moins de tous les codeurs C0 à CN (ou "*mutualisation*" ci-après) des résultats obtenus. Un tel module indépendant MI peut faire partie d'un dispositif d'aide à un codage multiple en compression tel que défini ci-avant.

Dans une variante avantageuse, plutôt que d'avoir recours à un module de calcul externe MI, on utilise le ou les blocs fonctionnels existants BF1 à BF_n d'un même ou de plusieurs codeurs distincts, ce ou ces codeurs étant choisis selon des critères qui seront décrits plus loin.

La présente invention peut mettre en œuvre plusieurs stratégies qui, bien entendu, peuvent différer selon le rôle du bloc fonctionnel considéré.

Une première stratégie consiste à utiliser les paramètres du codeur dont le débit est le plus faible pour focaliser la recherche des paramètres pour tous les autres modes.

A l'inverse, une deuxième stratégie consiste à utiliser les paramètres du codeur dont le débit est le plus élevé, puis de "*dégrader*" progressivement jusqu'au codeur dont le débit est le plus faible.

Bien entendu, si l'on souhaite privilégier un codeur particulier, il est possible de coder un segment de signal en utilisant ce codeur, puis, en appliquant les deux stratégies ci-avant, d'atteindre les codeurs de débit supérieur et inférieur.

Bien entendu, d'autres critères que le débit peuvent être utilisés pour piloter la recherche. On peut par exemple, pour certains blocs fonctionnels, favoriser le codeur dont les paramètres se prêtent le mieux à une extraction (ou une analyse) et/ou à un codage efficaces des paramètres similaires des autres

codeurs, l'efficacité pouvant être jugée selon la complexité, la qualité ou un compromis des deux.

5 Il peut être prévu aussi de créer un module de codage indépendant, non présent dans les codeurs, mais permettant un codage plus efficace des paramètres du bloc fonctionnel considéré, pour l'ensemble des codeurs.

10 Ces diverses stratégies de mise en œuvre sont particulièrement intéressantes dans le cas du codage multi-modes. Dans ce contexte illustré à la figure 1c, la présente invention permet de réduire la complexité des calculs préliminaires à la sélection a posteriori d'un codeur effectuée en dernière étape, par exemple par le dernier module MM avant la transmission du flux binaire BS.

15 Dans ce cas particulier du codage multi-modes, une variante de la présente invention, représentée dans l'exemple de la figure 1c, propose d'introduire un module de sélection partielle MSPi (avec $i = 1, 2, \dots, N$) après chaque étape de codage (donc après les blocs fonctionnels BFi1 à BFiN₁ mis en compétition et dont le résultat du ou des blocs sélectionnés BFicc va être utilisé par la suite). Ainsi, les similitudes entre les différents modes sont exploitées pour accélérer
20 le calcul de chaque bloc fonctionnel. Tous les schémas de codage ne seront alors pas obligatoirement évalués.

25 Une variante plus sophistiquée de la structure multi-modes reposant sur la découpe en blocs fonctionnels décrite ci-avant est maintenant proposée, en référence à la figure 1d. La structure multi-modes de la figure 1d est dite "en treillis", avec plusieurs chemins possibles dans le treillis. En fait, sur la figure 1d, on a représenté tous les chemins possibles du treillis de sorte qu'il se présente sous une forme arborescente. On indique en particulier que chaque chemin du treillis est défini par une combinaison de modes de fonctionnement
30 des blocs fonctionnels, chaque bloc fonctionnel alimentant plusieurs variantes possibles du bloc fonctionnel suivant.

Ainsi, chaque mode de codage est issu de la combinaison de modes de fonctionnement des blocs fonctionnels : le bloc fonctionnel 1 possède N_1 modes de fonctionnement, le bloc fonctionnel 2 en possède N_2 , et ainsi de suite jusqu'au bloc P. L'ensemble des $NN = N_1 \times N_2 \times \dots \times N_p$ combinaisons possibles est donc représenté par un treillis de NN branches décrivant, bout-à-bout, un codeur multi-modes complet à NN modes. On peut éventuellement supprimer a priori certaines branches du treillis et définir ainsi une arborescence comportant un nombre réduit de branches. Une première particularité de cette structure est qu'elle prévoit, pour un bloc fonctionnel donné, un module de calculs communs par sortie du bloc fonctionnel précédent. Ces modules de calculs communs effectuent les mêmes opérations, mais sur la base de signaux différents puisqu'ils sont issus de blocs antérieurs différents. Avantageusement, les modules de calculs communs d'un même niveau sont mutualisés : les résultats d'un module donné exploitables par les modules suivants sont fournis à ces modules suivants. D'autre part, une sélection partielle, effectuée à l'issue du traitement de chaque bloc fonctionnel, permet avantageusement de supprimer les branches les moins performantes selon le critère choisi. On peut donc réduire le nombre de branches du treillis à évaluer.

Une application avantageuse de cette structure multi-modes en treillis est la suivante.

Lorsque les blocs fonctionnels sont susceptibles d'opérer à des débits respectifs différents et en utilisant des paramètres respectifs propres auxdits débits, pour un bloc fonctionnel donné, le chemin du treillis choisi est celui traversant le bloc fonctionnel de débit le plus faible, ou encore le bloc fonctionnel de débit le plus élevé selon le contexte de codage, et les résultats obtenus du bloc fonctionnel de débit le plus faible (ou le plus élevé) sont adaptés aux débits d'une partie au moins des autres blocs fonctionnels par

une recherche focalisée de paramètres pour une partie au moins de tous les autres blocs fonctionnels, jusqu'au bloc fonctionnel de débit le plus élevé (ou respectivement le plus faible).

5 En variante, on choisit un bloc fonctionnel de débit donné et on adapte progressivement au moins une partie des paramètres propres à ce bloc fonctionnel :

- jusqu'au bloc fonctionnel capable d'opérer au débit le plus faible, par recherche focalisée, et
- 10 - jusqu'au bloc fonctionnel capable d'opérer au débit le plus élevé, par recherche focalisée.

De manière générale, on réduit ainsi la complexité associée au codage multiple.

15

L'invention s'applique à tout schéma de compression mettant en œuvre le codage multiple d'un contenu multimédia. Trois exemples de réalisation sont présentés dans ce qui suit, dans le domaine de la compression audio (parole et son). Les deux premiers exemples de réalisation se situent dans le contexte de la famille des codeurs par transformée, dont on peut donner le document

20 suivant à titre de référence :

"*Perceptual Coding of Digital Audio*", Painter, T.; Spanias, A.; Proceedings of the IEEE, Vol. 88, No 4, April 2000.

25

Le troisième exemple de réalisation se situe dans le contexte des codeurs CELP, dont on peut donner le document suivant à titre de référence :

"*Code Excited Linear Prediction (CELP): High quality speech at very low bit rates*" Schroeder M.R.; Atal B.S.; Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985. Proceedings. 1985 IEEE International Conference, Page(s): 937-940.

30

Un rappel des principales caractéristiques de ces deux familles de codage est tout d'abord présenté dans ce qui suit.

*** Les codeurs par transformée ou en sous bandes**

5 Il s'agit de codeurs en compression par transformée ou en sous bandes basés sur des critères psychoacoustiques. Ce type de codeur procède par transformation sur des blocs du signal temporel pour obtenir un ensemble de coefficients. Les transformations sont du type temps-fréquence, l'une des transformations les plus utilisées étant la transformée en cosinus discrète
10 modifiée (dit "MDCT", de l'anglais "*Modified Discrete Cosine Transform*"). Avant la quantification de ces coefficients, un algorithme procède à l'allocation des bits de façon à ce que le bruit de quantification soit le moins audible possible. L'allocation binaire et la quantification des coefficients mettent en œuvre une courbe de masquage, obtenue à l'aide d'un modèle
15 psychoacoustique permettant d'évaluer, pour chaque raie spectrale considérée, un seuil de masquage représentatif de l'amplitude nécessaire pour qu'un son à cette fréquence soit audible. La figure 2 donne le schéma de principe d'un codeur fréquentiel. On remarquera que la structure sous forme de blocs fonctionnels est bien représentée. En se référant à la figure 2, les
20 blocs fonctionnels principaux sont :

- un bloc 21 de transformation temps/fréquence du signal audionumérique d'entrée s_0 ,
- un bloc 22 de détermination d'un modèle perceptuel à partir du signal transformé,
- 25 - un bloc 23 de quantification et codage, à partir du modèle perceptuel,
- et un bloc 24 de formatage du flux binaire pour obtenir une trame audio codée s_{tc} .

*** Les codeurs à analyse par synthèse (codage CELP)**

30 Dans les codeurs à analyse par synthèse, le modèle de synthèse du signal reconstruit est utilisé au codeur pour extraire les paramètres modélisant les

signaux à coder. Ces signaux peuvent être échantillonnés à la fréquence de 8 kHz (bande téléphonique 300-3400 Hz) ou à une fréquence plus élevée, par exemple à 16 kHz pour le codage en bande élargie (bande passante de 50 Hz à 7 kHz). Selon l'application et la qualité désirée, le taux de compression varie de 1 à 16. Ces codeurs fonctionnent à des débits de 2 à 16 kbit/s en bande téléphonique, et à des débits de 6 à 32 kbit/s en bande élargie. Le dispositif de codage numérique de type CELP, codeur à analyse par synthèse le plus utilisé actuellement, est présenté à la figure 3 sous forme de blocs fonctionnels principaux. Le signal de parole s_0 est échantillonné et converti en une suite de trames d'un nombre L d'échantillons. Chaque trame est synthétisée en filtrant une forme d'onde extraite d'un répertoire (appelé "*dictionnaire*"), multipliée par un gain, à travers deux filtres variant dans le temps. Le dictionnaire d'excitation fixe est un ensemble fini de formes d'ondes des L échantillons. Le premier filtre est un filtre de prédiction à long terme. Une analyse "*LTP*" (pour "*Long Term Prediction*") permet d'évaluer les paramètres de ce prédicteur à long terme qui exploite la périodicité des sons voisés, cette composante harmonique étant modélisée sous la forme d'un dictionnaire adaptatif (bloc 32). Le second filtre est un filtre de prédiction à court terme. Les méthodes d'analyse "*LPC*" (pour "*Linear Prediction Coding*") permettent d'obtenir ces paramètres de prédiction à court terme, représentatifs de la fonction de transfert du conduit vocal et caractéristiques de l'enveloppe du spectre du signal. Le procédé utilisé pour déterminer la séquence d'innovation est la méthode d'analyse par synthèse qui se résume comme suit. Au codeur, un grand nombre de séquences d'innovation du dictionnaire d'excitation fixes sont filtrées par le filtre LPC (filtre de synthèse du bloc fonctionnel 34 de la figure 3). Au préalable, l'excitation adaptative a été obtenue de façon similaire. La forme d'onde sélectionnée est celle produisant le signal synthétique le plus proche du signal original (minimisation de l'erreur au niveau du bloc fonctionnel 35), selon un critère de pondération perceptuelle (bloc fonctionnel 36) qui est connu en général sous le nom de critère "*CELP*".

Dans le schéma de principe du codeur CELP donné à la figure 3, l'extraction de la fréquence fondamentale des sons voisés (ou "*pitch*"), appliquée sur le signal résultant de l'analyse LPC du bloc 31, permet ensuite d'en extraire la corrélation à long terme au niveau du bloc 32, appelée composante harmonique ou excitation adaptative (E.A.). Le signal résiduel est enfin modélisé classiquement par quelques impulsions, dont l'ensemble des positions est prédéfini dans un répertoire, appelé répertoire d'excitation fixe (E.F) dans le bloc 33.

Le décodage est, quant à lui, beaucoup moins complexe que le codage. Le flux binaire généré par le codeur permet au décodeur, après démultiplexage, d'obtenir l'index de quantification de chaque paramètre. Le décodage des paramètres et l'application du modèle de synthèse permettent alors de reconstruire le signal.

On décrit ci-après les trois exemples de réalisation précités, en commençant tout d'abord par un codeur par transformée du type représenté sur la figure 2.

*** Premier exemple de réalisation : application à un codeur "TDAC"**

Le premier exemple de réalisation concerne le codeur fréquentiel perceptuel dit "TDAC" et décrit notamment dans le document publié US-2001/027393. Ce codeur TDAC est utilisé pour coder des signaux audio numériques échantillonnés à 16 kHz (bande élargie). La figure 4a illustre les blocs fonctionnels principaux de ce codeur. Un signal audio $x(n)$ limité en bande à 7 kHz et échantillonné à 16 kHz est découpé en trames de 320 échantillons (20 ms). Une transformée en cosinus discrète modifiée (ou "MDCT") est appliquée (bloc fonctionnel 41) sur des trames du signal d'entrée de 640 échantillons avec un recouvrement de 50 %, donc avec un rafraîchissement de l'analyse MDCT toutes les 20 ms. On limite le spectre à 7225 Hz en mettant à zéro les 31 derniers coefficients (seuls les 289 premiers coefficients sont différents

de 0). Une courbe de masquage (bloc 42) est déterminée à partir de ce spectre et tous les coefficients masqués sont mis à zéro. Le spectre est divisé en 32 bandes de largeurs inégales. Les éventuelles bandes masquées sont déterminées en fonction des coefficients transformés des signaux. Pour
5 chaque bande du spectre, l'énergie des coefficients MDCT est calculée (pour obtenir des facteurs d'échelle). Les 32 facteurs d'échelle constituent l'enveloppe spectrale du signal qui est ensuite quantifiée puis codée par un codage entropique (bloc fonctionnel 43), et enfin transmise dans la trame codée s_c .

10 L'allocation dynamique des bits (bloc fonctionnel 44) se base sur une courbe de masquage par bande (bloc fonctionnel 42) calculée à partir de la version décodée et déquantifiée de l'enveloppe spectrale. Cette mesure permet d'avoir une compatibilité entre l'allocation binaire du codeur et du décodeur. Les
15 coefficients MDCT normalisés dans chaque bande sont ensuite quantifiés (bloc fonctionnel 45) par des quantificateurs vectoriels utilisant des dictionnaires imbriqués en taille, les dictionnaires étant composés d'une union de codes à permutation de type II. Finalement, en se référant à la figure 4b, les informations sur la tonalité (codées ici sur un bit B_1) et le voisement
20 (codées ici sur un bit B_0), ainsi que l'enveloppe spectrale $e_q(i)$ et les coefficients codés $y_q(j)$ sont multiplexés (bloc 46 de la figure 4a) et transmis en trames.

25 Ce codeur pouvant fonctionner à plusieurs débits, on se propose de réaliser un codeur multi-débits par exemple à 16, 24 et 32 kbit/s. Dans ce schéma de codage, les blocs fonctionnels suivants peuvent être mis en commun entre les différents modes:

- Transformée MDCT (bloc 41),
- Détection de voisement (bloc fonctionnel 47 de la figure 4a) et détection
30 de tonalité (bloc fonctionnel 48 de la figure 4a),

- o Calcul, quantification et codage entropique de l'enveloppe spectrale (bloc 43),
- o Calcul d'une courbe de masquage, coefficient par coefficient, et d'une courbe de masquage par bande (bloc 42).

5

Ces différents blocs constituent 61,5% de la complexité du traitement dans le processus de codage. Leur factorisation est donc d'un intérêt important pour réduire cette complexité lors de la génération de plusieurs flux binaires correspondants à des débits différents.

10

Les résultats de ces blocs fonctionnels permettent déjà d'obtenir une première partie commune à tous les flux binaires de sortie qui contient les bits d'information sur le voisement, la tonalité et l'enveloppe spectrale codée.

15

Dans une première variante de cet exemple de réalisation, il est possible de réaliser les opérations d'allocation des bits et de quantification pour chacun des flux binaires de sortie correspondant à chacun des débits binaires considérés. Ces deux opérations sont effectuées exactement de la même manière qu'habituellement dans un codeur TDAC.

20

Dans une seconde variante plus avancée telle qu'illustrée sur la figure 5, on peut mettre en œuvre des techniques de transcodage "*intelligent*" (comme décrit dans le document publié US-2001/027393 cité ci-avant) pour réduire davantage la complexité et mutualiser certaines opérations, notamment :

25

- l'allocation de bits (bloc fonctionnel 44),
- et aussi la quantification des coefficients (blocs fonctionnels 45_i), comme on le verra ci-après.

30

Sur la figure 5, les blocs fonctionnels mis en partage entre les codeurs (ou "*mutualisés*") portent la même référence que ceux d'un seul codeur TDAC tel que représenté sur la figure 4a. Il s'agit des blocs 41, 42, 47, 48, 43 et 44. En

particulier, le bloc 44 d'allocation des bits est utilisé en plusieurs passes, et le nombre de bits alloués est ajusté pour la transquantification qu'effectue chaque codeur (blocs 45_1, ... , 45_(K-2), 45_(K-1)), comme on le verra ci-après. On remarque en outre que ces transquantifications utilisent les résultats
5 obtenus par le bloc fonctionnel 45_0 de quantification pour un codeur choisi, d'indice 0 (le codeur de débit le plus faible dans l'exemple décrit). Finalement, les seuls blocs fonctionnels des codeurs qui agissent sans interaction réelle sont les blocs de multiplexage 46_0, 46_1, ..., 46_(K-2), 46_(K-1), bien qu'ils utilisent tous les mêmes informations de voisement et de tonalité, ainsi que la
10 même enveloppe spectrale codée. A ce titre, on indique simplement qu'une mutualisation partielle du multiplexage peut être menée, là encore.

Pour les deux blocs fonctionnels d'allocation de bits et de quantification, la stratégie employée consiste à exploiter les résultats des deux blocs
15 fonctionnels d'allocation des bits et de quantification réalisés pour le flux binaire (0), au débit le plus bas D_0 , pour accélérer les opérations des deux blocs fonctionnels correspondants pour les $K-1$ autres flux binaire (k) ($1 \leq k < K$). On peut aussi considérer le schéma de codage multi-débits qui utilise un bloc fonctionnel d'allocation de bits par flux binaire (sans factorisation
20 prévue pour ce bloc) mais mutualise une partie des opérations de quantification ensuite.

Les techniques de codage multiple présentées ci-après se basent
25 avantageusement sur un transcodage intelligent utilisé pour la réduction du débit binaire de flux audio codé, généralement situé dans un nœud du réseau.

Dans la suite, les flux binaires k , $0 \leq k < K$, sont classés suivant un ordre croissant de débits ($D_0 < D_1 < \dots < D_{K-1}$). Ainsi, le flux binaire 0 correspond au
débit binaire le plus bas.

*** Allocation de bits**

L'allocation de bits dans le codeur TDAC se réalise en deux phases. D'abord un premier calcul du nombre de bits à allouer à chaque bande est effectué de préférence suivant la formule suivante :

$$b_{opt}(i) = \frac{1}{2} \log_2 \left[\frac{e_q^2(i)}{S_b(j)} \right] + C, \quad 0 \leq i \leq M-1,$$

où $C = \frac{B}{M} - \frac{1}{2M} \sum_{l=0}^{M-1} \log_2 [e_q^2(l)/S_b(l)]$ est une constante,

B est le nombre total de bits disponibles,

M est le nombre de bandes,

$e_q(i)$ est la valeur décodée et déquantifiée de l'enveloppe spectrale sur la bande i ,
et $S_b(i)$ est le seuil de masquage pour cette bande.

Chacune des valeurs obtenues est arrondie à l'entier naturel le plus proche. Si le débit total alloué n'est pas exactement égal à celui disponible, une seconde phase est utilisée pour réaliser le réajustement. Cette étape se fait préférentiellement par une succession d'opérations itératives basées sur un critère perceptuel qui ajoute ou retire des bits aux bandes.

Ainsi, si le nombre total de bits distribués est inférieur à celui disponible, l'ajout de bits se fait aux bandes où l'amélioration perceptuelle est la plus importante. Cette amélioration perceptuelle est mesurée par la variation du rapport bruit à masque entre l'allocation initiale et finale des bandes. Le débit est augmenté pour la bande où cette variation est la plus grande. Dans le cas contraire où le nombre total de bits distribués est supérieur à celui disponible, l'extraction de bits sur les bandes se fait de manière duale à cette dernière procédure.

Dans le schéma de codage multi-débits correspondant au codeur TDAC, il est possible de factoriser certaines opérations pour l'allocation de bits. Ainsi, la

première phase de détermination par la formule ci-avant peut se faire une seule fois en se basant sur le débit binaire D_0 le plus bas. La phase de réajustement en ajoutant des bits peut se faire ensuite de manière continue. Une fois que le nombre total de bit distribué atteint le nombre correspondant à un débit binaire d'un flux binaire k , $k=1,2,...,K-1$, la distribution courante est
 5 considérée comme celle qui est utilisée pour la quantification des vecteurs de coefficients normalisés par bande de ce flux binaire.

** Quantification des coefficients*

10 Pour ce qui concerne la quantification des coefficients, le codeur TDAC utilise une quantification vectorielle utilisant des dictionnaires imbriqués en taille, les dictionnaires étant composés d'une union de codes à permutation de type II. Ce type de quantification s'applique sur chacun des vecteurs des coefficients MDCT sur une bande. Un tel vecteur est normalisé au préalable en utilisant la
 15 valeur déquantifiée de l'enveloppe spectrale sur cette bande. On note :

- $C(b_i, d_i)$ le dictionnaire correspondant au nombre de bits b_i et à la dimension d_i ,
- $N(b_i, d_i)$ le nombre d'éléments dans ce dictionnaire,
- $CL(b_i, d_i)$ l'ensemble de ses leaders, et
- 20 - $NL(b_i, d_i)$ le nombre de leaders.

Le résultat de quantification pour chaque bande i de la trame est un mot de code m_i transmis dans le flux binaire. Il représente l'index du vecteur quantifié dans le dictionnaire et calculé à partir des informations suivantes :

- 25 o le numéro L_i , dans l'ensemble $CL(b_i, d_i)$ des leaders du dictionnaire $C(b_i, d_i)$, du vecteur leader quantifié $\tilde{Y}_q(i)$ plus proche voisin d'un leader courant $\tilde{Y}(i)$,
- o le rang r_i de $Y_q(i)$ dans la classe du leader $\tilde{Y}_q(i)$,

• et la combinaison de signes $sign_q(i)$ à appliquer à $Y_q(i)$ (ou à $\tilde{Y}_q(i)$),
où l'on précise les notations suivantes :

- $Y(i)$ est le vecteur des valeurs absolues des coefficients normalisés de la bande i ,
- 5 • $sign(i)$ est le vecteur des signes des coefficients normalisés de la bande i ,
- $\tilde{Y}(i)$ est le vecteur leader du vecteur $Y(i)$ précité, obtenu par ordonnancement décroissant de ses composantes (la permutation correspondante est notée $perm(i)$),
- 10 • et $Y_q(i)$ est le vecteur quantifié de $Y(i)$ (ou "le plus proche voisin" de $Y(i)$ dans le dictionnaire $C(b_i, d_i)$).

Dans la suite, la notation $\alpha^{(k)}$, avec un exposant k , indique le paramètre utilisé dans le traitement effectué pour obtenir le flux binaire du codeur k . Les
15 paramètres sans cet exposant étant calculés une seule fois pour toutes pour le flux binaire 0. Ils sont indépendants du débit (ou du mode) considéré.

La propriété "d'imbrication" des dictionnaires précitée s'exprime selon la relation :

$$20 \quad C(b_i^{(0)}, d_i) \subseteq \dots \subseteq C(b_i^{(k-1)}, d_i) \subseteq C(b_i^{(k)}, d_i) \dots \subseteq C(b_i^{(K-1)}, d_i)$$

avec aussi :

$$CL(b_i^{(0)}, d_i) \subseteq \dots \subseteq CL(b_i^{(k-1)}, d_i) \subseteq CL(b_i^{(k)}, d_i) \dots \subseteq CL(b_i^{(K-1)}, d_i)$$

On note $CL(b_i^{(k)}, d_i) \setminus CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ le complémentaire de $CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ dans
25 $CL(b_i^{(k)}, d_i)$. Son cardinal est égal à $NL(b_i^{(k)}, d_i) - NL(b_i^{(k-1)}, d_i)$.

L'obtention des mots de code $m_i^{(k)}$ (avec $0 \leq k < K$), résultats de la quantification du vecteur des coefficients de la bande i pour chacun des flux binaires k , se fait comme suit.

- Pour le flux binaire $k = 0$, l'opération de quantification se fait de manière classique comme habituellement dans le codeur TDAC. Elle permet d'obtenir les paramètres, $sign_q^{(0)}(i)$, $L_i^{(0)}$ et $r_i^{(0)}$ qui permettent de construire le mot de code $m_i^{(0)}$. On détermine d'ailleurs dans cette même étape les vecteurs $\tilde{Y}(i)$ et $sign(i)$. Ils sont stockés en mémoire, ainsi que la permutation correspondante $perm(i)$, pour être utilisés, le cas échéant, dans les étapes suivantes relatives aux autres flux binaires.

- Pour les flux binaires $1 \leq k < K$, on procède de manière incrémentale, de $k = 1$ jusqu'à $k = K - 1$, en utilisant préférentiellement les étapes suivantes :

Si $(b_i^{(k)} = b_i^{(k-1)})$ alors :

1. le mot de code, sur la bande i , de la trame du flux binaire k est le même que celui de la trame du flux binaire $(k - 1)$:

$$\text{et } m_i^{(k)} = m_i^{(k-1)}$$

Sinon, i.e. $(b_i^{(k)} > b_i^{(k-1)})$:

2. On recherche parmi les $(NL(b_i^{(k)}, d_i) - NL(b_i^{(k-1)}, d_i))$ leaders de $CL(b_i^{(k)}, d_i) \setminus CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ le plus proche voisin de $\tilde{Y}(i)$,
3. Avec le résultat de l'étape 2 et connaissant le plus proche voisin de $\tilde{Y}(i)$ dans $CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$, on teste si le plus proche voisin de $\tilde{Y}(i)$ dans $CL(b_i^{(k)}, d_i)$ est dans $CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ (cas "Flag=0" ci-après) ou $CL(b_i^{(k)}, d_i) \setminus CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ (cas "Flag=1" ci-après),

4. Si Flag=0 ((le leader le plus proche de $\tilde{Y}(i)$ dans $CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ est aussi son plus proche voisin dans $CL(b_i^{(k)}, d_i)$) alors :

$$m_i^{(k)} = m_i^{(k-1)}$$

Si Flag=1 (le leader le plus proche de $\tilde{Y}(i)$ dans $CL(b_i^{(k)}, d_i) \setminus CL(b_i^{(k-1)}, d_i)$ trouvé à l'étape 2 est aussi son plus proche voisin dans $CL(b_i^{(k)}, d_i)$), soit $L_i^{(k)}$ son numéro (avec $L_i^{(k)} \geq NL(b_i^{(k-1)}, d_i)$), alors on effectue les étapes ci-après :

- a. Recherche du rang $r_i^{(k)}$ de $Y_q^{(k)}(i)$ (nouveau vecteur quantifié de $Y(i)$ dans la classe du leader $\tilde{Y}_q^{(k)}(i)$) par exemple par l'algorithme de Schalkwijk en utilisant $perm(i)$,
- b. Détermination de $sign_q^{(k)}(i)$ en utilisant $sign(i)$ et $perm(i)$,
- c. Détermination du mot de code $m_i^{(k)}$ à partir de $L_i^{(k)}$, $r_i^{(k)}$ et $sign_q^{(k)}(i)$.

- 15 * Deuxième exemple de réalisation : application à un codeur par transformée de type MPEG-1 Layer I&II

Le codeur MPEG-1 Layer I&II, présenté à la figure 6a, utilise un banc de filtres à 32 sous-bandes uniformes (bloc 61 de la figure 6a) pour réaliser la transformation temps/fréquence du signal audio d'entrée s_0 . Les échantillons de sortie de chaque sous-bande sont regroupés, puis normalisés par un facteur d'échelle commun (déterminé par le bloc fonctionnel 67) avant d'être quantifiés (bloc 62). Le nombre de niveaux du quantificateur scalaire uniforme utilisé pour chaque sous-bande résulte d'une procédure d'allocation dynamique des bits (réalisée par le bloc 63). Cette procédure utilise un modèle psychoacoustique (bloc 64) pour déterminer la répartition des bits qui rend le bruit de quantification le moins perceptible possible. Les modèles d'audition proposés dans la norme se basent sur l'estimation du spectre obtenu par une

transformée de Fourier rapide (FFT) du signal temporel d'entrée (réalisée par le bloc 65). En se référant à la figure 6b, la trame s_c , multiplexée par le bloc 66 de la figure 6a et qui est finalement transmise, contient, après un champ d'entête H_D , l'ensemble des échantillons des sous-bandes quantifiés E_{SB} , qui
5 représentent l'information principale, et une information complémentaire utilisée pour l'opération de décodage constituée par les facteurs d'échelle F_E et l'allocation de bits A_i .

10 A partir de ce schéma de codage, la construction d'un codeur multi-débits, dans une application de l'invention, peut être réalisée en mettant en commun les blocs fonctionnels suivants, en se référant à la figure 7 :

- Banc de filtres d'analyse 61
- Détermination des facteurs d'échelle 67
- Calcul 65 de la transformée de Fourier FFT
- 15 • Détermination des seuils de masquage suivant un modèle psychoacoustique 64.

Les deux blocs 64 et 65 fournissent déjà les rapports signal à masque (flèches SMR des figures 6a et 7), utilisés pour la procédure d'allocation de bits (bloc 70 de la figure 7).

20 Dans cet exemple de réalisation tel que représenté sur la figure 7, il est possible de tirer profit de la procédure utilisée pour l'allocation de bits pour la mettre aussi en commun, mais en ajoutant toutefois quelques modifications à l'allocation (bloc 70 d'allocation des bits de la figure 7). Seul le bloc fonctionnel
25 de quantification 62_0 à 62_(K-1) est donc spécifique à chaque flux binaire correspondant à un débit D_k , $0 \leq k \leq K-1$. Il en va de même pour le bloc de multiplexage 66_0 à 66_(K-1).

** Allocation des bits*

Dans le codeur MPEG-1 Layer I&II, l'allocation se fait préférentiellement par une succession d'étapes itératives comme suit.

Etape 0 : Initialisation à zéro du nombres de bits b_i de chacune des sous-bandes i , $0 \leq i < M$.

Etape 1 : Mise à jour de la fonction de distorsion $NMR(i)$ (appelée "rapport bruit à masque", de l'anglais "Noise to Mask Ratio") sur chacune des sous-bandes :

$$NMR(i) = SMR(i) - SNR(b_i),$$

où $SNR(b_i)$ est le rapport signal à bruit correspondant au quantificateur ayant un nombre de bits b_i ,
et $SMR(i)$ le rapport signal à masque fourni par le modèle psychoacoustique.

Etape 2 : Incrémentation du nombre de bits b_{i_0} de la sous-bande i_0 où cette distorsion est maximale:

$$b_{i_0} = b_{i_0} + \varepsilon, \quad i_0 = \arg \max_i [NMR(i)]$$

où ε est une valeur entière positive dépendant de la bande, en général prise égale à 1.

Les étapes 1 et 2 sont répétées de manière itérative jusqu'à ce que le nombre total de bits disponibles, correspondant au débit de fonctionnement, soit distribué. Le résultat est alors un vecteur de distribution de bits $(b_0, b_1, \dots, b_{M-1})$.

Dans le schéma de codage multi-débits, ces étapes sont mises en commun avec quelques autres modifications, notamment :

- le bloc fonctionnel ayant pour sortie K vecteurs de distributions de bits $(b_0^{(k)}, b_1^{(k)}, \dots, b_{M-1}^{(k)})$ (avec $0 \leq k \leq K-1$), un vecteur $(b_0^{(k)}, b_1^{(k)}, \dots, b_{M-1}^{(k)})$ est obtenu lorsque le nombre total de bits disponibles correspondant au

débit binaire D_k du flux binaire k est distribué, à l'itération des étapes 1 et 2.

- o L'arrêt de l'itération des étapes 1 et 2 se fait lorsque le nombre total de bits disponibles correspondant au débit binaire le plus élevé D_{K-1} est totalement distribué (on rappelle que les flux binaires sont ordonnés suivant un ordre croissant de débits).

On notera que les vecteurs de distribution de bits sont obtenus successivement à partir de $k=0$ jusqu'à $k=K-1$. Les K sorties de ce bloc d'allocation de bits alimentent alors les blocs de quantification pour chacun des flux binaires au débit donné.

*** Troisième exemple de réalisation : application à un codeur de type CELP**

Le dernier exemple de réalisation concerne le codage de la parole multi-modes à décision a posteriori à partir du codeur 3GPP NB-AMR (pour "*Narrow-Band Adaptive Multi-Rate*") qui est un codeur de parole en bande téléphonique multi-débits adaptatif, selon une norme 3GPP. Ce codeur qui appartient à la famille bien connue des codeurs CELP dont le principe a été décrit brièvement plus haut, comporte huit modes (ou débits) allant de 12,2 kbit/s à 4,75 kbit/s, tous basés sur la technique ACELP (pour "*Algebraic Code Excited Linear Prediction*"). La figure 8 donne le schéma de codage en blocs fonctionnels de ce codeur. Cette structure a été exploitée afin de réaliser un codeur multi-modes à décision a posteriori, basé sur 4 modes du codeur NB-AMR (7,4; 6,7; 5,9; 5,15).

Dans une première variante, seule la mutualisation des blocs fonctionnels identiques est exploitée (les résultats des quatre codages sont alors identiques à ceux des quatre codages en parallèle).

Dans une deuxième variante, la complexité est encore plus réduite. Les calculs de blocs fonctionnels non identiques pour certains modes sont accélérés en exploitant ceux d'un autre mode ou d'un module de traitement commun, comme on le verra ci-après. Les résultats des quatre codages ainsi mutualisés sont alors différents de ceux des quatre codages en parallèle.

Dans une autre variante encore, les blocs fonctionnels de ces quatre modes sont utilisés pour un codage multi-modes en treillis, comme on l'a vu ci-avant en référence à la figure 1d.

On rappelle brièvement ci-après les quatre modes (7,4; 6,7; 5,9; 5,15) du codeur 3GPP NB-AMR.

Le codeur 3GPP NB-AMR travaille sur un signal de parole limité en bande à 3,4 kHz et échantillonné à 8 kHz découpé en trames de 20 ms (160 échantillons). Chaque trame comporte 4 sous-trames de 5 ms (40 échantillons) regroupées 2 par 2 dans des "*super sous-trames*" de 10 ms (80 échantillons). Pour tous les modes, les mêmes types de paramètres sont extraits du signal mais avec des variantes de modélisation et/ou de quantification de ces paramètres. Dans le codeur NB-AMR, cinq types de paramètres sont à analyser et à coder. Les paramètres LSP (pour "*Line Spectral Pairs*") sont traités une fois par trame pour tous les modes, sauf pour le mode 12,2 (donc une fois par super sous-trame). Les autres paramètres (notamment le retard LTP, le gain de l'excitation adaptative, l'excitation fixe, le gain de l'excitation fixe) sont traités une fois par sous-trame.

Les quatre modes considérés ici (7,4; 6,7; 5,9; 5,15) se distinguent essentiellement par les quantifications de leurs paramètres. L'allocation binaire de ces 4 modes est résumée dans le tableau 1 ci-après.

Mode (kbit/s)	7,4	6,7	5,9	5,15
LSP	26=(8+9+9)	26=(8+9+9)	26=(8+9+9)	23=(8+8+7)
Retards LTP	8 / 5 / 8 / 5	8 / 4 / 8 / 4	8 / 4 / 8 / 4	8 / 4 / 4 / 4
Excitation fixe	17/17/ 17/17	14/14/ 14/14	11/11/ 11/11	9 / 9 / 9 / 9
Gains des excitations fixe et adaptative	7 / 7 / 7 / 7	7 / 7 / 7 / 7	6 / 6 / 6 / 6	6 / 6 / 6 / 6
Total par trame	148	134	118	103

Tableau 1: Allocation binaire des 4 modes
(7,4; 6,7; 5,9; 5,15) du codeur 3GPP NB-AMR

5 Ces 4 modes du codeur NB-AMR (7,4; 6,7; 5,9; 5,15) possèdent des modules identiques comme par exemple le pré-traitement, l'analyse des coefficients de prédiction linéaire, le calcul de signal pondéré. Le pré-traitement du signal est un filtrage passe-haut de fréquence de coupure 80 Hz pour supprimer les composantes continues combiné à une division par deux des signaux d'entrée pour éviter des débordements. L'analyse LPC comprend des sous-modules de

10 fenêtrage, de calcul des autocorrélations, de mise en œuvre de l'algorithme de Levinson-Durbin, de transformation $A(z) \rightarrow LSP$, de calcul des paramètres LSP_i non quantifiées pour chaque sous-trame ($i=0, \dots, 3$) par interpolation entre les LSP de la trame passée et ceux de la trame courante, et de transformation inverse ($LSP_i \rightarrow A_i(z)$).

15

Le calcul du signal de parole pondéré réside en un filtrage par le filtre de pondération perceptuelle ($W_i(z) = A_i(z/\gamma_1)/A_i(z/\gamma_2)$) où $A_i(z)$ est le filtre non quantifié de la sous-trame d'indice i avec $\gamma_1 = 0,94$ et $\gamma_2 = 0,6$.

20

D'autres blocs fonctionnels ne sont identiques que pour trois de ces modes (7,4; 6,7; 5,9). Par exemple, la recherche du retard LTP en boucle ouverte

effectuée sur le signal pondéré une fois par super sous-trame pour ces trois modes. Pour le mode à 5,15, elle n'est effectuée en revanche qu'une fois par trame.

5 De même, si les quatre modes utilisent une quantification vectorielle pondérée prédictive MA (pour "Moving Average") d'ordre 1 à moyenne supprimée et par produit cartésien des paramètres LSP dans le domaine fréquentiel normalisé, la quantification des paramètres LSP du mode à 5,15 kbit/s se fait sur 23 bits, celle des trois autres modes sur 26 bits. Après transformation dans le domaine
10 fréquentiel normalisé, la quantification vectorielle par produit cartésien (dite "split VQ") des paramètres LSP scinde les 10 paramètres LSP en 3 sous-vecteurs, de dimension 3, 3 et 4. Le premier sous-vecteur composé des 3 premiers LSP est quantifié sur 8 bits par le même dictionnaire pour les quatre modes. Le deuxième sous-vecteur composé des 3 LSP suivants est quantifié
15 pour les 3 modes haut débit par un dictionnaire de taille 512 (9 bits) et pour le mode à 5,15 par la moitié de ce dictionnaire (un vecteur sur 2). Le troisième et dernier sous-vecteur composé des 4 derniers LSP est quantifié pour les 3 modes haut débit par un dictionnaire de taille 512 (9 bits) et pour le mode de plus faible débit par un dictionnaire de taille 128 (7 bits). La transformation
20 dans le domaine fréquentiel normalisé, le calcul des poids du critère d'erreur quadratique et la prédiction MA (pour "Moving Average") du résidu LSP à quantifier sont identiques pour les 4 modes. Les trois modes haut débit utilisant les mêmes dictionnaires pour quantifier les LSP, ils peuvent partager, en plus du même module de quantification vectorielle, la transformation
25 inverse (pour revenir du domaine fréquentiel normalisé vers le domaine en cosinus), ainsi que le calcul des LSP_i^Q quantifiées pour chaque sous-trame ($i=0,\dots,3$) par interpolation entre les LSP quantifiés de la trame passée et ceux de la trame courante, et enfin la transformation inverse $LSP_i^Q \rightarrow A_i^Q(z)$.

Les recherches en boucle fermée des excitations adaptative et fixe sont faites séquentiellement et nécessitent au préalable le calcul de la réponse impulsionnelle du filtre de synthèse pondéré, puis de signaux-cible. La réponse impulsionnelle du filtre de synthèse pondéré ($A_i(z/\gamma_1)/[A_i^Q(z)A_i(z/\gamma_2)]$) est identique pour les 3 modes haut débit (7,4; 6,7; 5,9). Pour chaque sous-trame, le calcul du signal-cible pour l'excitation adaptative dépend du signal pondéré (indépendamment du mode); du filtre quantifié $A_i^Q(z)$ (identique pour 3 des modes) et du passé de la sous-trame (différent pour chaque sous-trame autre que la première sous-trame). Pour chaque sous-trame, le signal-cible pour l'excitation fixe est obtenu en retirant au signal-cible précédent la contribution de l'excitation adaptative filtrée de cette sous-trame (qui est différente d'un mode à l'autre sauf pour la première sous-trame des 3 premiers modes).

Trois dictionnaires adaptatifs sont utilisés. Le premier dictionnaire, pour les sous-frames paires ($i=0$ et 2) des modes (7,4; 6,7; 5,9) et pour la première sous-trame du mode à 5,15, comporte 256 retards absolus fractionnaires, de résolution 1/3 dans l'intervalle $[19 + 1/3, 84 + 2/3]$ et de résolution entière dans l'intervalle $[85, 143]$. La recherche dans ce dictionnaire de retards absolus est focalisée autour du retard trouvé en boucle ouverte (intervalle de ± 5 pour le mode à 5,15, de ± 3 pour les autres modes). Pour la première sous-trame des modes (7,4; 6,7; 5,9), le signal-cible et le retard en boucle ouverte étant identique, le résultat de cette recherche en boucle fermée l'est aussi. Les deux autres dictionnaires sont de type différentiel et permettent de coder la différence entre le retard courant et le retard entier T_{i-1} le plus proche du retard fractionnaire de la sous-trame précédente. Le premier dictionnaire différentiel sur 5 bits, utilisé pour les sous-frames impaires du mode à 7,4, est de résolution 1/3 autour du retard entier T_{i-1} dans l'intervalle $[T_{i-1}-5 + 2/3, T_{i-1}+4 + 2/3]$. Le deuxième dictionnaire différentiel sur 4 bits, inclus dans le premier, est utilisé pour les sous-frames impaires des modes à 6,7 et 5,9 ainsi que pour

les trois dernières sous-trames du mode à 5,15. Ce deuxième dictionnaire est de résolution entière autour du retard entier T_{i-1} dans l'intervalle $[T_{i-1}-5, T_{i-1}+4]$ plus une résolution de $1/3$ dans l'intervalle $[T_{i-1}-1 + 2/3, T_{i-1} + 2/3]$.

5 Les dictionnaires fixes appartiennent à la famille bien connue des dictionnaires ACELP. La structure d'un répertoire ACELP est basée sur le concept ISPP (pour "*Interleaved Single-Pulse Permutation*") qui consiste à diviser l'ensemble
 10 des L positions en K pistes entrelacées, chacune des N impulsions étant localisée dans certaines pistes prédéfinies. Les 4 modes (7,4; 6,7; 5,9; 5,15) utilisent la même découpe des 40 échantillons d'une sous-trame en 5 pistes de
 longueur 8 entrelacées, comme le montre le tableau 2a. Le tableau 2b montre, quant à lui, pour les 3 modes (7,4; 6,7; 5,9) le débit du dictionnaire, le nombre
 d'impulsions et leur répartition dans les pistes. La répartition des 2 impulsions du dictionnaire ACELP à 9 bits du mode à 5,15 est encore plus contrainte.

15

Piste	Positions
P_0	0, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 35
P_1	1, 6, 11, 16, 21, 26, 31, 36
P_2	2, 7, 12, 17, 22, 27, 32, 37
P_3	3, 8, 13, 18, 23, 28, 33, 38
P_4	4, 9, 14, 19, 24, 29, 34, 39

Tableau 2a: Découpe en pistes entrelacées des 40 positions d'une sous-trame du codeur 3GPP NB-AMR

Mode (kbit/s)	7,4	6,7	5,9
Débit du dictionnaire ACELP (positions+amplitudes)	17 (13+4)	14 (11+3)	11 (9+2)
Nombre d'impulsions	4	3	2
Pistes potentielles pour i_0	p_0	p_0	p_1, p_3
Pistes potentielles pour i_1	p_1	p_1, p_3	$p_0, p_1,$ p_2, p_4
Pistes potentielles pour i_2	p_2	p_2, p_4	-
Pistes potentielles pour i_3	p_3, p_4	-	-

Tableau 2b: Répartition des impulsions dans les pistes pour les modes 7,4; 6,7; 5,9 du codeur 3GPP NB-AMR

5 Les gains des excitations adaptative et fixe sont quantifiés sur 7 ou 6 bits (avec une prédiction MA appliquée au gain de l'excitation fixe) par une quantification vectorielle conjointe minimisant le critère CELP.

** Codage multi-modes à décision a posteriori n'exploitant que la mutualisation des blocs fonctionnels identiques*

10 A partir de ce schéma de codage, la construction d'un codeur multi-modes à décision a posteriori peut être réalisée en mettant en commun les blocs fonctionnels suivants.

En se référant à la figure 8, pour les 4 modes, on effectue en commun :

- le pré-traitement (bloc 81),
- 15 • l'analyse des coefficients de prédiction linéaire (fenêtrage et calcul des autocorrélations 82, mise en œuvre de l'algorithme de Levinson-Durbin

83, transformation $A(z) \rightarrow \text{LSP}$ 84, interpolation des LSP et transformation inverse 862),

- le calcul du signal d'entrée pondéré 87,
- la transformation des paramètres LSP dans le domaine fréquentiel normalisé, le calcul des poids du critère d'erreur quadratique pour la quantification vectorielle des LSP, la prédiction MA du résidu LSP, la quantification vectorielle des 3 premiers LSP (dans le bloc 85).

Pour tous ces blocs, leur complexité cumulée est ainsi divisée par 4.

Pour les 3 modes de plus haut débit (7,4; 6,7; 5,9), on effectue :

- la quantification vectorielle des 7 derniers LSP (une fois par trame) (dans le bloc 85 de la figure 8),
- la recherche du retard LTP en boucle ouverte (2 fois par trame) (bloc 88),
- l'interpolation des LSP quantifiés (861) et la transformation inverse vers les filtres A^Q_i (pour chaque sous-trame),
- le calcul de la réponse impulsionnelle 89 du filtre de synthèse pondéré (pour chaque sous-trame).

Pour ces blocs, les calculs ne sont plus effectués 4 fois mais 2 fois, une fois pour les 3 modes à plus haut débit et une fois pour le mode à faible débit. Leur complexité est donc divisée par 2.

On peut aussi, pour ces 3 modes de plus haut débit, mutualiser pour la première sous-trame le calcul des signaux-cible pour l'excitation fixe (bloc 91 sur la figure 8) et adaptative (bloc 90), ainsi que la recherche LTP en boucle fermée (bloc 881). Il faut noter que la mutualisation de ces opérations pour la première sous-trame ne produit des résultats identiques que dans le contexte du codage multiple de type multi-modes à décision à posteriori. Dans le contexte général de codage multiple, le passé de la première sous-trame est,

comme pour les 3 autres sous-trames, différent selon les débits, ces opérations conduisent généralement alors à des résultats différents.

** Codage multi-modes à décision a posteriori avancée*

5 Des blocs fonctionnels non identiques peuvent être accélérés en exploitant ceux d'un autre mode ou d'un module de traitement commun. Selon les contraintes de l'application (en termes de qualité et/ou de complexité), on peut utiliser différentes variantes. Quelques exemples sont décrits ci-après. Il est aussi possible de s'appuyer sur des techniques de transcodage intelligent
10 entre codeurs CELP.

** La quantification vectorielle du deuxième sous-vecteur de LSP*

On peut, comme dans le cas du mode de réalisation pour le codeur TDAC, exploiter l'imbrication de certains dictionnaires pour accélérer les calculs. Ainsi,
15 le dictionnaire du deuxième sous-vecteur de LSP du mode à 5,15 étant inclus dans celui des 3 autres modes, la quantification de ce sous-vecteur Y par les 4 modes peut être ainsi avantageusement combinée:

- o Etape 1: Chercher son plus proche voisin Y_l dans le plus petit dictionnaire (correspondant à la moitié du grand dictionnaire)
- 20 o Y_l quantifie Y pour le mode à 5,15
- o Etape 2: Chercher le plus proche voisin Y_h dans le complémentaire dans le grand dictionnaire (soit l'autre moitié du dictionnaire)
- o Etape 3: Tester si le plus proche voisin de Y dans le dictionnaire à 9 bits est Y_l (cas "Flag=0") ou Y_h (cas "Flag=1")
- 25 o cas "Flag=0" : Y_l quantifie aussi Y pour les modes à 7,4; 6,7 et 5,9
- o sinon (cas "Flag=1"), Y_h quantifie Y pour les modes à 7,4; 6,7 et 5,9

Cette mise en œuvre donne un résultat identique à celui du codage multi-mode non optimisé. Si l'on désire réduire davantage la complexité de la quantification, on peut s'arrêter à l'étape 1 et prendre Y_1 comme vecteur quantifié pour les modes haut débit si ce vecteur est jugé suffisamment proche de Y . Cette simplification peut donc donner un résultat différent d'une recherche exhaustive.

*** Accélération de la recherche LTP en boucle ouverte**

La recherche du retard LTP en boucle ouverte du mode à 5,15 peut exploiter les résultats de celle des autres modes. Si les deux retards en boucle ouverte trouvés sur les 2 super sous-frames sont suffisamment proches pour permettre un codage différentiel, la recherche en boucle ouverte du mode à 5,15 n'est pas effectuée. On utilise plutôt les résultats des modes supérieurs. Sinon, on peut :

- effectuer la recherche classique,
- ou focaliser la recherche en boucle ouverte sur toute la trame autour des deux retards en boucle ouverte trouvés par les modes supérieurs.

A l'inverse, on peut aussi effectuer d'abord la recherche du retard en boucle ouverte sur le mode à 5,15 et focaliser les deux recherches du retard en boucle ouverte des modes supérieurs autour de la valeur déterminée par le mode à 5,15.

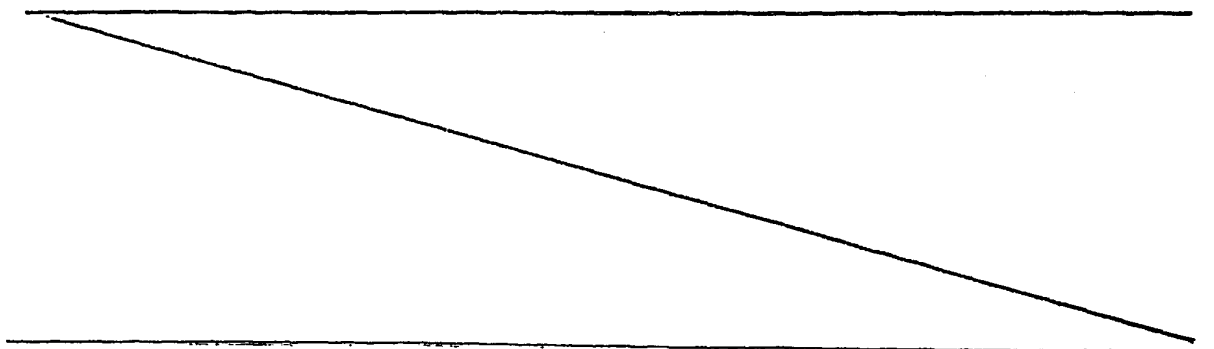
Dans une troisième variante plus avancée, illustrée à la figure 1d, on se propose de réaliser un codeur multi-modes en treillis permettant plusieurs combinaisons de blocs fonctionnels, chaque bloc fonctionnel possédant au moins deux modes de fonctionnement (ou débits). On construit ce nouveau codeur à partir des quatre débits du codeur NB-AMR cités ci-avant (5,15; 5,90; 6,70; 7,40). Dans ce codeur, on distingue quatre blocs fonctionnels: le bloc LPC, le bloc LTP, le bloc excitation fixe et le bloc de gains. En se référant au tableau 1 présenté ci-avant, le tableau 3a ci-après récapitule pour chacun de ces blocs fonctionnels, son nombre de débits et ses débits.

Bloc fonctionnel	Nombre de débits	Débits des blocs fonctionnels
LPC (LSP)	2	26 et 23
Retard LTP	3	26, 24 et 20
Excitation fixe	4	68, 56, 44 et 36
Gains	2	28 et 24

Tableau 3a: Nombre de débits et débits des blocs fonctionnels pour les quatre modes (5,15; 5,90; 6,70; 7,40) du codeur NB-AMR.

On a donc $P=4$ blocs fonctionnels et $2 \times 3 \times 4 \times 2 = 48$ combinaisons possibles. Dans l'exemple particulier de réalisation, on choisit de ne pas considérer le haut-débit du bloc fonctionnel 2 (LTP débit 26 bits/trame). Un autre choix est possible, bien entendu.

Le codeur multi-débits ainsi obtenu possède une grande granularité en débits, avec 32 modes possibles donnés dans le tableau 3b. Toutefois, on indique que le codeur ainsi obtenu n'est pas interopérable avec le codeur NB-AMR précité. Dans le tableau 3b, les modes correspondants aux trois débits du NB-AMR (5,15; 5,90; 6,70) sont présentés en gras, l'exclusion du débit le plus élevé du bloc fonctionnel LTP éliminant le débit de 7,40.



Paramètres	LSP	Retard LTP	Excitation fixe	Gains des excitations fixe et adaptative	Total
Débit par trame	23	20	36	24	103
	23	20	36	28	107
	23	20	44	24	111
	23	20	44	28	115
	23	20	56	24	123
	23	20	56	28	127
	23	20	68	24	135
	23	20	68	28	139
	23	24	36	24	107
	23	24	36	28	111
	23	24	44	24	115
	23	24	44	28	119
	23	24	56	24	127
	23	24	56	28	131
	23	24	68	24	139
	23	24	68	28	143
	26	20	36	24	106
	26	20	36	28	110
	26	20	44	24	114
	26	20	44	28	118
	26	20	56	24	126
	26	20	56	28	130
	26	20	68	24	138
	26	20	68	28	142
	26	24	36	24	110

	26	24	36	28	114
	26	24	44	24	118
	26	24	44	28	122
	26	24	56	24	130
	26	24	56	28	134
	26	24	68	24	142
	26	24	68	28	146

Tableau 3b: Débit par bloc fonctionnel et global du codeur multi-modes en treillis

5 Ce codeur possédant 32 débits possibles, 5 bits sont nécessaires pour identifier le mode utilisé. Comme dans la variante précédente, la mutualisation de blocs fonctionnels est exploitée. On applique des stratégies de codage différentes pour les différents blocs fonctionnels.

Par exemple, pour le bloc fonctionnel 1 comprenant la quantification des LSP, on privilégie le bas débit comme mentionné ci-avant de la manière suivante :

- 10 - Le premier sous-vecteur composé des 3 premiers LSP est quantifié sur 8 bits par le même dictionnaire pour les deux débits associés à ce bloc fonctionnel,
- Le deuxième sous-vecteur composé des 3 LSP suivants est quantifié sur 8 bits par le dictionnaire du plus petit débit. Ce dictionnaire correspondant à la moitié du dictionnaire de plus haut débit, on n'effectue la recherche dans
- 15 l'autre moitié du dictionnaire que si la distance entre les 3 LSP et l'élément choisi dans le dictionnaire dépasse un certain seuil.
- Le troisième et dernier sous-vecteur composé des 4 derniers LSP est quantifié par un dictionnaire de taille 512 (9 bits) et par un dictionnaire de taille 128 (7 bits).

20

Par contre, comme mentionné ci-avant dans la deuxième variante (correspondant au codage multi-modes à décision a posteriori avancée), on choisit de privilégier le haut-débit pour le bloc fonctionnel 2 (retard LTP). Dans

le codeur NB-AMR, la recherche du retard LTP en boucle ouverte est effectuée deux fois par trame pour le retard LTP de 24 bits et elle est effectuée une seule fois par trame pour celui de 20 bits. Pour ce bloc fonctionnel, on souhaite favoriser le haut débit. Donc, le calcul du retard LTP en boucle ouverte est réalisé de la manière suivante:

5 - On calcule deux retards en boucle ouverte sur les 2 super sous-trames. S'ils sont suffisamment proches pour permettre un codage différentiel; la recherche en boucle ouverte sur la trame entière n'est pas effectuée. On utilise plutôt les résultats des deux super sous-trames.

10 - Sinon, on effectue une recherche en boucle ouverte sur toute la trame en la focalisant autour des deux retards en boucle ouverte trouvés précédemment. Une variante réduisant la complexité retient uniquement le retard en boucle ouverte de la première.

15 Après certains blocs fonctionnels, il est possible de réaliser une sélection partielle permettant de réduire le nombre de combinaisons à explorer. Par exemple, après le bloc fonctionnel 1 (LPC), on peut éliminer les combinaisons avec 26 bits pour ce bloc si la performance du débit de 23 bits est suffisamment proche ou inversement éliminer le mode à 23 bits si sa performance est trop dégradée par rapport au mode à 26 bits.

25 Ainsi, la présente invention permet de fournir une solution efficace au problème de la complexité des codages multiples, par la mutualisation et l'accélération des calculs mis en œuvre par les différents codeurs. Les structures de codage peuvent donc être représentées à l'aide de blocs fonctionnels décrivant les différentes opérations effectuées au cours d'un traitement. Les blocs fonctionnels des différents codages mis en œuvre dans un codage multiple possèdent des relations fortes qui sont exploitées au sens de la présente invention. Ces relations sont particulièrement fortes lorsque les

30 différents codages correspondent à différents modes d'une même structure.

On indique enfin que la présente invention est flexible du point de vue de la complexité. Il est possible en effet de décider a priori la complexité maximum du codage multiple et d'adapter le nombre de codeurs explorés en fonction de cette complexité.

Revendications

1. Procédé de codage multiple en compression, dans lequel un signal d'entrée est destiné à alimenter en parallèle une pluralité de codeurs comportant chacun une succession de blocs fonctionnels, en vue d'un codage en compression dudit signal par chaque codeur, caractérisé en ce qu'il comporte les étapes préparatoires ci-après :
- 5 a) identifier les blocs fonctionnels formant chaque codeur, ainsi qu'une ou plusieurs fonctions réalisées par chaque bloc,
- 10 b) repérer, parmi lesdites fonctions, des fonctions qui sont communes d'un codeur à l'autre, et
- c) exécuter lesdites fonctions communes, une fois pour toutes, pour une partie au moins de tous les codeurs, au sein d'au moins un même module de calcul.
- 15 2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit module de calcul est constitué par un ou plusieurs blocs de l'un des codeurs.
3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que, pour chaque fonction exécutée à l'étape c), on utilise au moins un bloc fonctionnel d'un
- 20 codeur choisi parmi ladite pluralité de codeurs,
- et en ce que le bloc dudit codeur choisi est agencé pour délivrer des résultats partiels aux autres codeurs, pour un codage efficace, auprès desdits autres codeurs, vérifiant un critère optimal entre la complexité et la qualité du codage.
- 25 4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel les codeurs sont susceptibles d'opérer à des débits respectifs différents, caractérisé en ce que le codeur choisi est le codeur de débit le plus faible, et en ce que les résultats obtenus, suite à l'exécution de la fonction à l'étape c) avec des paramètres propres au codeur choisi, sont adaptés aux débits d'une partie au moins des autres
- 30 codeurs par une recherche focalisée de paramètres pour une partie au moins de tous les autres modes, jusqu'au codeur de débit le plus élevé.

5. Procédé selon la revendication 3, dans lequel les codeurs sont susceptibles d'opérer à des débits respectifs différents, caractérisé en ce que le codeur choisi est le codeur de débit le plus élevé, et en ce que les résultats obtenus, suite à l'exécution de la fonction à l'étape c) avec des paramètres propres au codeur choisi, sont adaptés aux débits d'une partie au moins des autres codeurs par une recherche focalisée de paramètres pour une partie au moins de tous les autres modes, jusqu'au codeur de débit le plus faible.
6. Procédé selon la revendication 4, prise en combinaison avec la revendication 5, caractérisé en ce que, pour un débit donné, on utilise le bloc fonctionnel d'un codeur opérant audit débit donné, en tant que module de calcul, et on adapte progressivement au moins une partie des paramètres propres à ce codeur :
- jusqu'au codeur de débit le plus élevé, par recherche focalisée, et
 - jusqu'au codeur de débit le plus faible, par recherche focalisée.
7. Procédé selon la revendication 1, dans lequel les blocs fonctionnels des différents codeurs sont agencés en treillis, avec plusieurs chemins possibles dans le treillis, caractérisé en ce que chaque chemin du treillis est défini par une combinaison de modes de fonctionnement des blocs fonctionnels, chaque bloc fonctionnel alimentant plusieurs variantes possibles du bloc fonctionnel suivant.
8. Procédé selon la revendication 7, caractérisée en ce que l'on prévoit un module de sélection partielle, après chaque étape de codage menée par un ou plusieurs blocs fonctionnels, capable de sélectionner les résultats fournis par un ou plusieurs de ces blocs fonctionnels, pour des étapes suivantes de codage.

9. Procédé selon la revendication 7, dans lequel les blocs fonctionnels sont susceptibles d'opérer à des débits respectifs différents et en utilisant des paramètres respectifs propres auxdits débits,

caractérisé en ce que, pour un bloc fonctionnel donné, le chemin du treillis

choisi est celui traversant le bloc fonctionnel de débit le plus faible,

et en ce que les résultats obtenus dudit bloc fonctionnel de débit le plus faible

sont adaptés aux débits d'une partie au moins des autres blocs fonctionnels

par une recherche focalisée de paramètres pour une partie au moins de tous

les autres blocs fonctionnels, jusqu'au bloc fonctionnel de débit le plus élevé.

10. Procédé selon la revendication 7, dans lequel les blocs fonctionnels sont susceptibles d'opérer à des débits respectifs différents et en utilisant des paramètres respectifs propres auxdits débits,

caractérisé en ce que, pour un bloc fonctionnel donné, le chemin du treillis

choisi est celui traversant le bloc fonctionnel de débit le plus élevé,

et en ce que les résultats obtenus dudit bloc fonctionnel de débit le plus élevé

sont adaptés aux débits d'une partie au moins des autres blocs fonctionnels

par une recherche focalisée de paramètres pour une partie au moins de tous

les autres blocs fonctionnels, jusqu'au bloc fonctionnel de débit le plus faible.

11. Procédé selon la revendication 9, prise en combinaison avec la revendication 10, caractérisé en ce que, pour un débit donné associé aux paramètres d'un bloc fonctionnel d'un codeur, on utilise le bloc fonctionnel opérant audit débit donné, en tant que module de calcul, et on adapte progressivement au moins une partie des paramètres propres à ce bloc fonctionnel:

- jusqu'au bloc fonctionnel capable d'opérer au débit le plus faible, par recherche focalisée, et

- jusqu'au bloc fonctionnel capable d'opérer au débit le plus élevé, par

- recherche focalisée.

12. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit module de calcul est un module indépendant desdits codeurs, et agencé pour redistribuer des résultats obtenus à l'étape c) à tous les codeurs.

5 13. Procédé selon la revendication 12, prise en combinaison avec la revendication 2, caractérisé en ce que le module indépendant et le ou les blocs de l'un au moins des codeurs sont agencés pour échanger mutuellement des résultats obtenus à l'étape c), et en ce que le module de calcul est agencé pour effectuer un transcodage d'adaptation entre blocs fonctionnels de
10 codeurs différents.

14. Procédé selon l'une des revendications 12 et 13, caractérisé en ce que le module indépendant comporte un bloc de codage au moins partiel et un bloc de transcodage d'adaptation.

15 15. Procédé selon l'une des revendications précédentes, dans lequel les codeurs en parallèle sont agencés pour opérer en codage multi-modes, caractérisé en ce que l'on prévoit un module de sélection a posteriori, capable de sélectionner un codeur parmi les codeurs.

20 16. Procédé selon la revendication 15, caractérisé en ce que l'on prévoit un module de sélection partielle, après chaque étape de codage menée par un ou plusieurs blocs fonctionnels, indépendant des codeurs et capable de sélectionner un ou plusieurs codeurs.

25 17. Procédé selon l'une des revendications précédentes, dans lequel les codeurs sont de type par transformée, caractérisé en ce que le module de calcul comporte un bloc d'allocation de bits, partagé entre tous les codeurs, chaque allocation de bits effectuée pour un codeur étant suivie d'une adaptation à ce
30 codeur notamment en fonction de son débit.

18. Procédé selon la revendication 17, caractérisé en ce que le procédé comporte en outre une étape de quantification, dont les résultats sont fournis à tous les codeurs.

5 19. Procédé selon la revendication 18, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des étapes communes à tous les codeurs parmi :

- une transformée temps-fréquence (MDCT),
- une détection de voisement dans le signal d'entrée,
- une détection de tonalité,
- 10 - la détermination d'une courbe de masquage,
- et un codage d'enveloppe spectrale.

20. Procédé selon la revendication 17, dans lequel les codeurs effectuent un codage en sous-bande (MPEG-1), caractérisé en ce que le procédé comporte en outre des étapes communes à tous les codeurs parmi :

- 15 - l'application d'un banc de filtres d'analyse,
- une détermination de facteurs d'échelle,
- un calcul de transformée spectrale (FFT),
- et la détermination de seuils de masquage suivant un modèle psychoacoustique.
- 20

21. Procédé selon l'une des revendications 1 à 16, dans lequel les codeurs sont du type à analyse par synthèse (CELP), caractérisé en ce que le procédé comporte des étapes communes à tous les codeurs parmi au moins :

- 25 - un pré-traitement,
- l'analyse de coefficients de prédiction linéaire,
- un calcul de signal d'entrée pondéré,
- et une quantification pour au moins une partie des paramètres.

22. Procédé selon la revendication 21, prise en combinaison avec la revendication 16, caractérisé en ce que le module de sélection partielle est mis en œuvre après une étape partagée de quantification vectorielle pour des paramètres à court terme (LPC).

23. Procédé selon la revendication 21, prise en combinaison avec la revendication 16, caractérisé en ce que le module de sélection partielle est mis en œuvre après une étape partagée de recherche de paramètre à long terme (LTP) en boucle ouverte.

24. Produit programme d'ordinateur destiné à être stocké dans une mémoire d'une unité de traitement, notamment d'un ordinateur ou d'un terminal mobile, ou sur un support mémoire amovible et destiné à coopérer avec un lecteur de l'unité de traitement, caractérisé en ce qu'il comporte des instructions pour la mise en œuvre du procédé de transcodage selon l'une des revendications précédentes.

25. Dispositif d'aide à un codage multiple en compression, codage dans lequel un signal d'entrée est destiné à alimenter en parallèle une pluralité de codeurs comportant chacun une succession de blocs fonctionnels, en vue d'un codage en compression dudit signal par chaque codeur, caractérisé en ce qu'il comporte une mémoire propre à stocker des instructions d'un produit programme d'ordinateur selon la revendication 24.

26. Dispositif selon la revendication 25, caractérisé en ce qu'il comporte en outre un module de calcul indépendant (MI) pour la mise en œuvre du procédé selon l'une des revendications 12 à 16 et 22, 23.

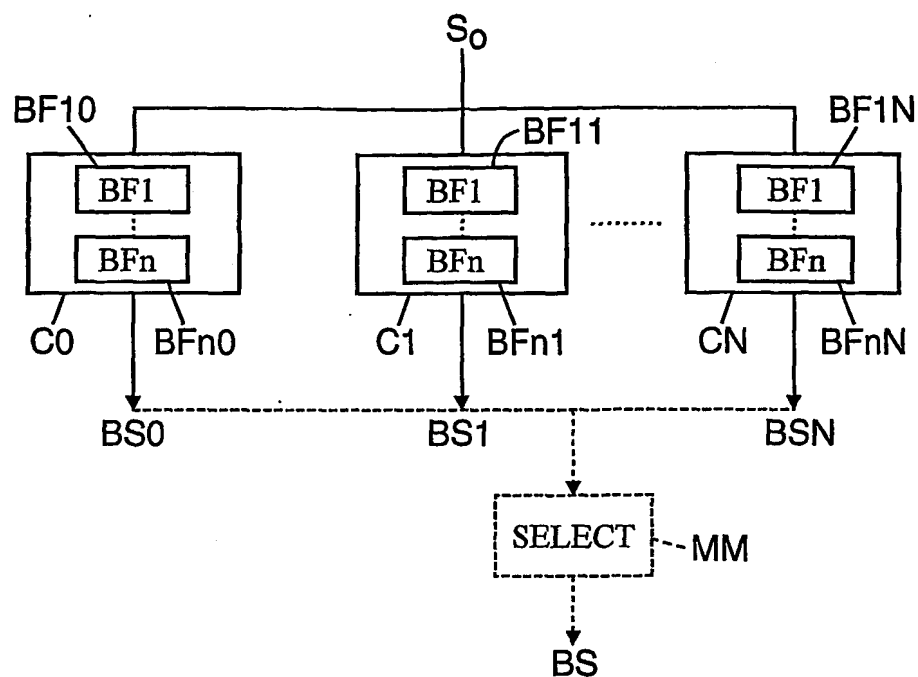


FIG. 1a

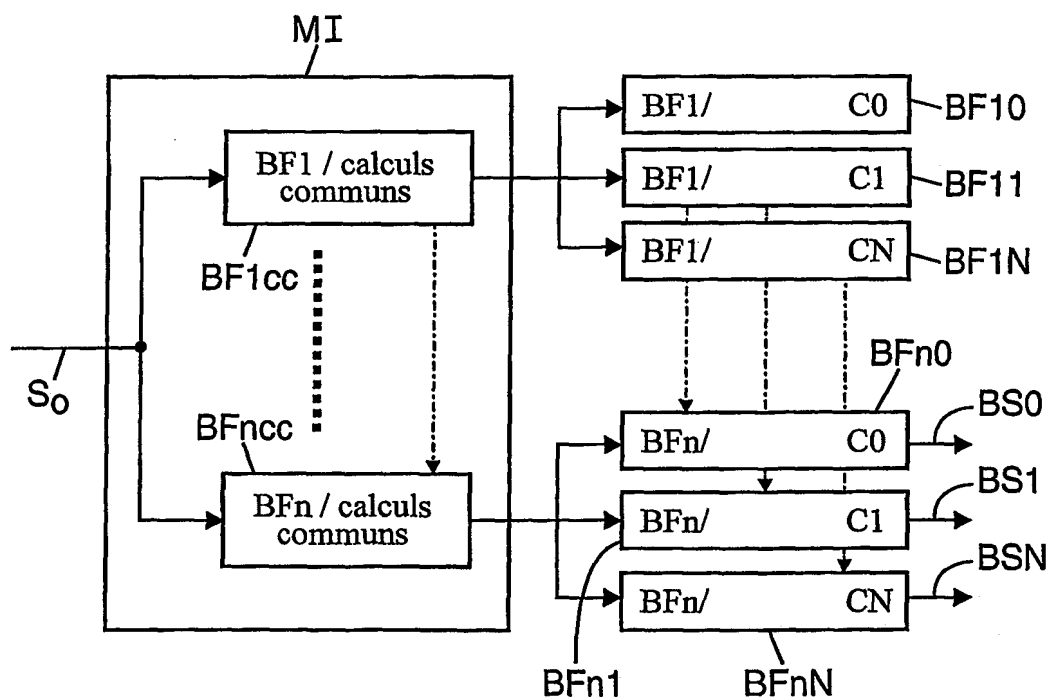


FIG. 1b

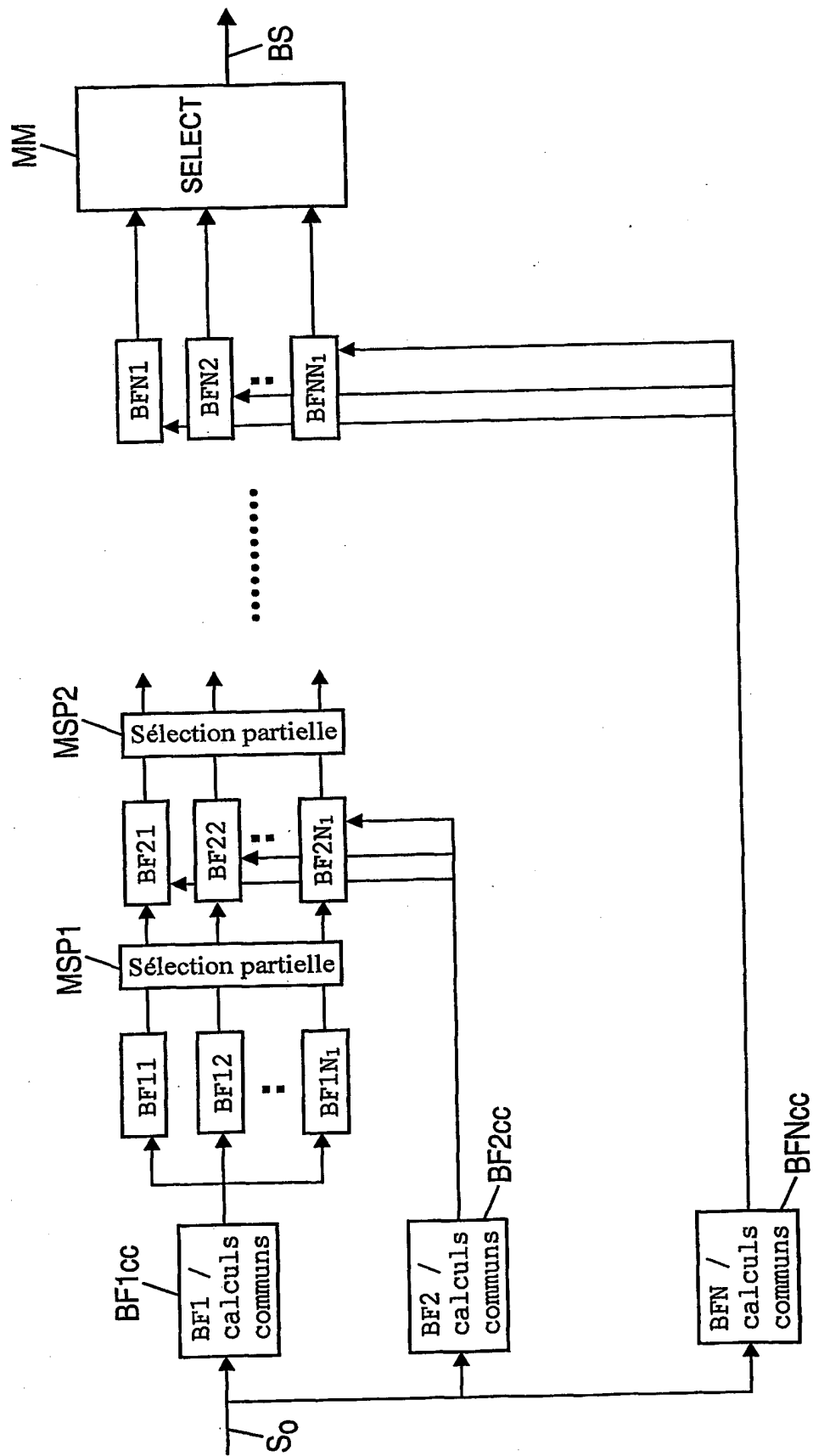
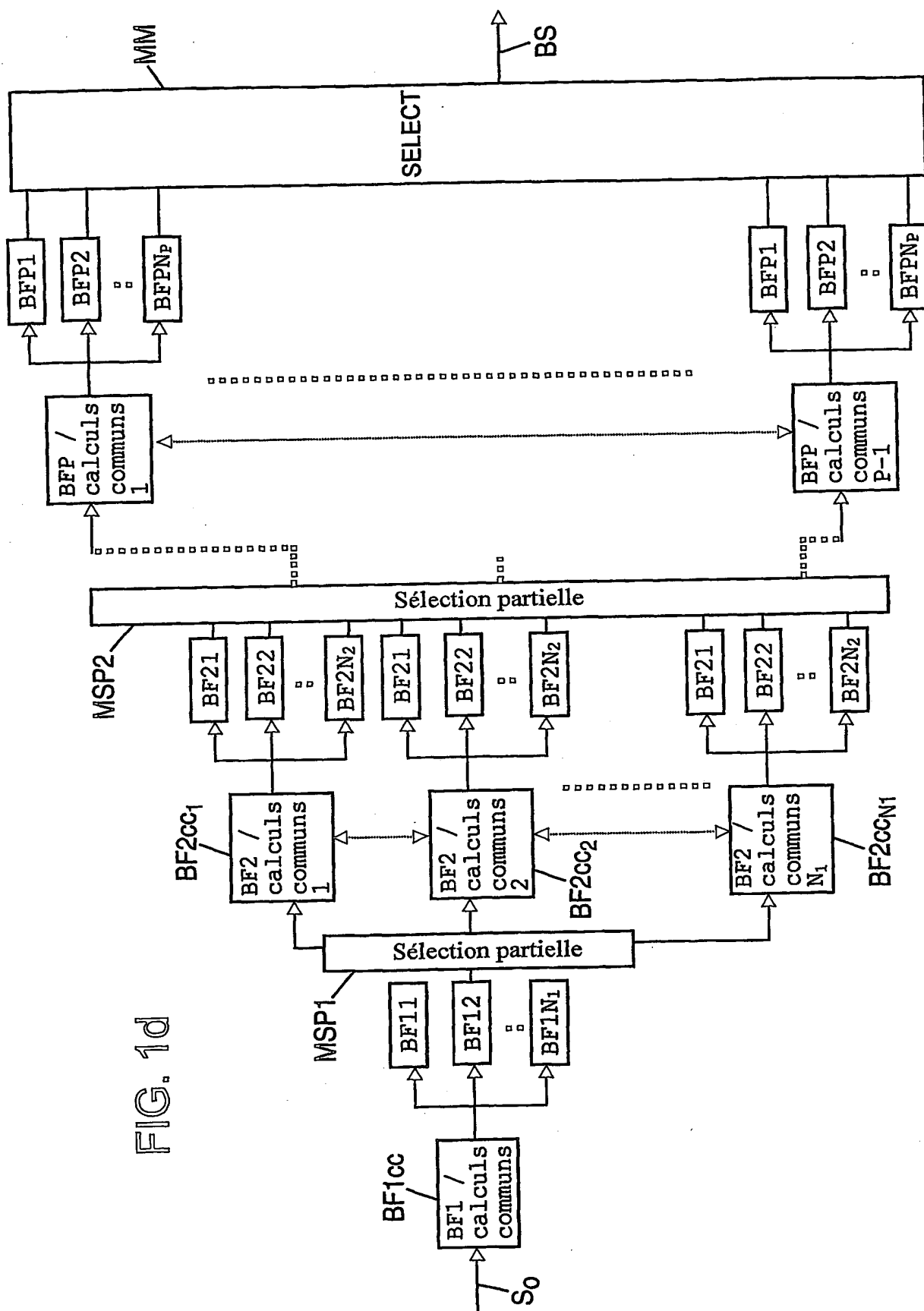


FIG. 1c



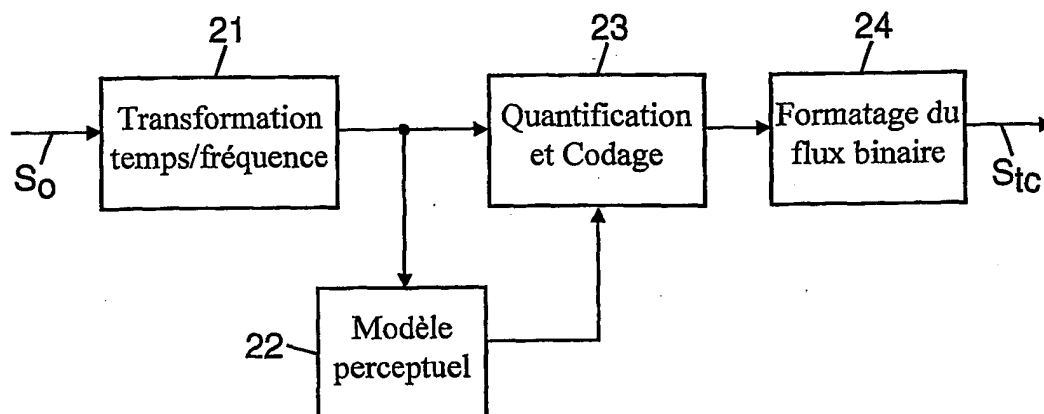


FIG. 2

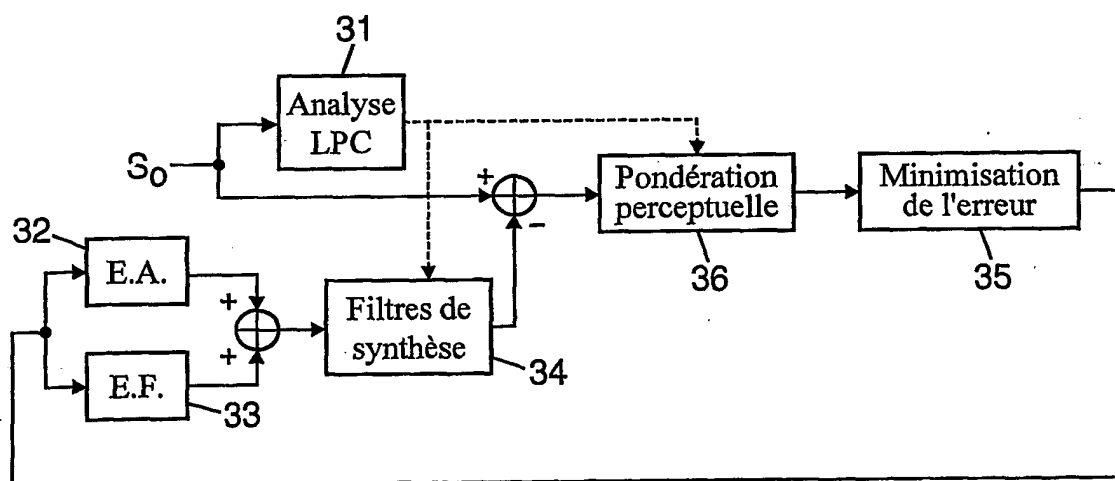


FIG. 3

5/8

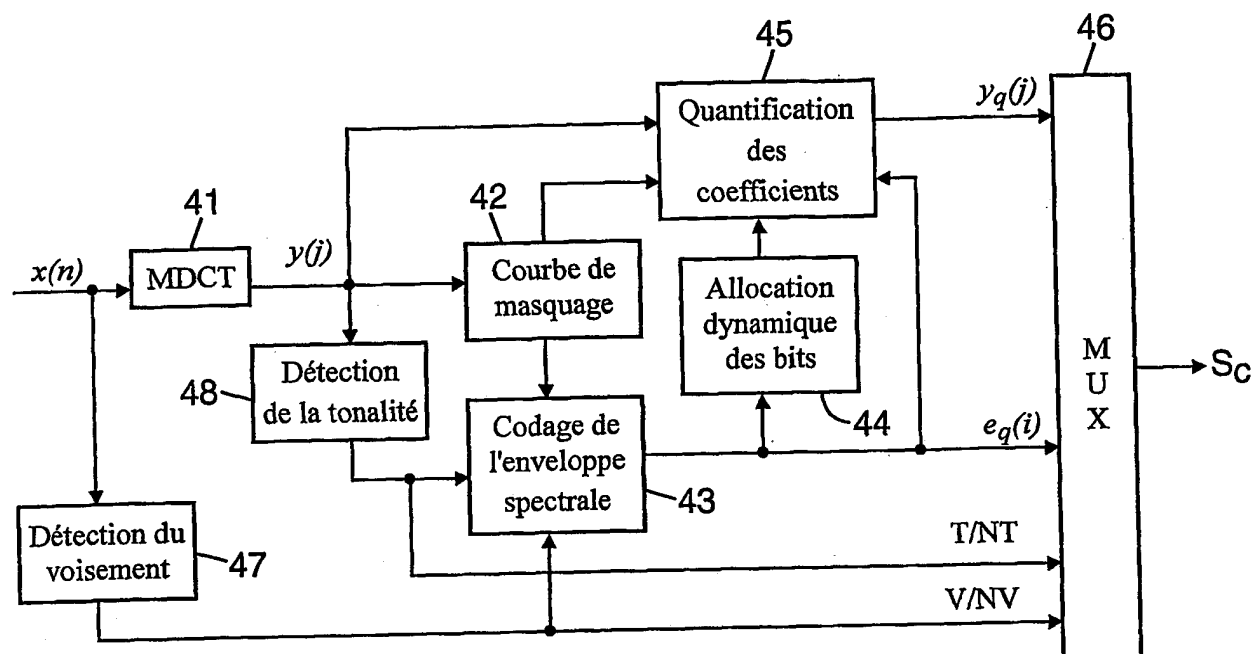


FIG. 4a

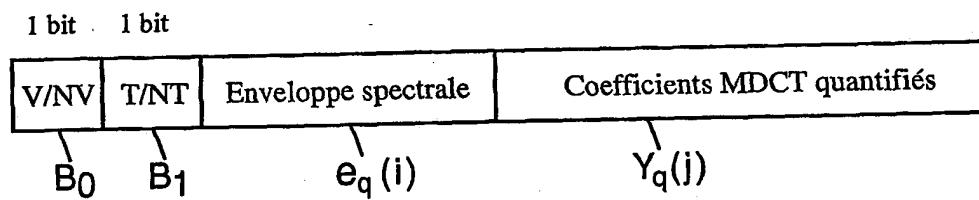


FIG. 4b

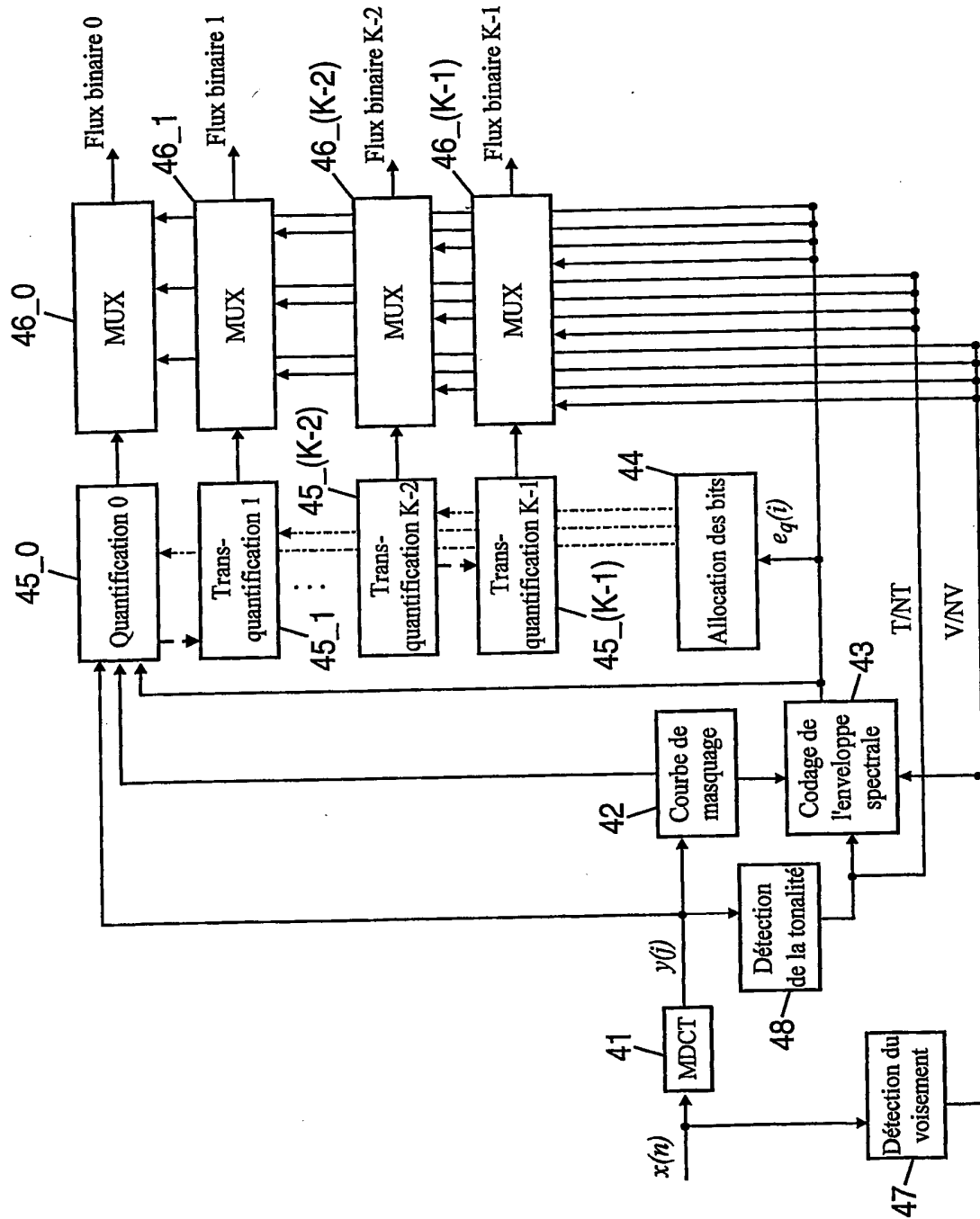


FIG. 5

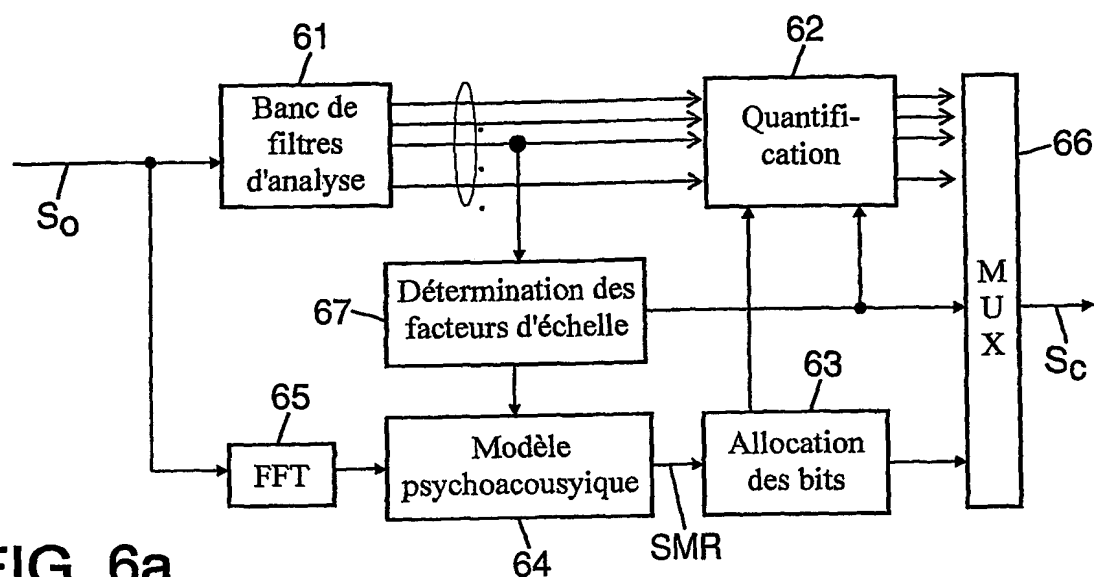


FIG. 6a

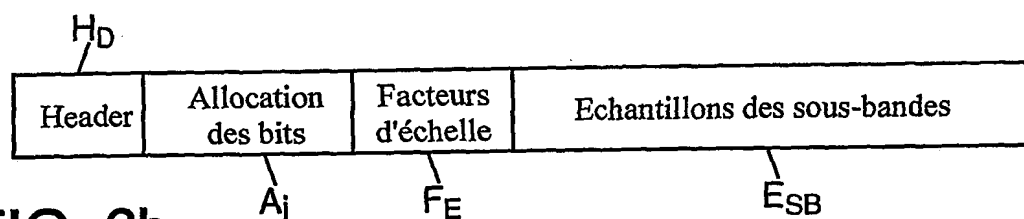


FIG. 6b

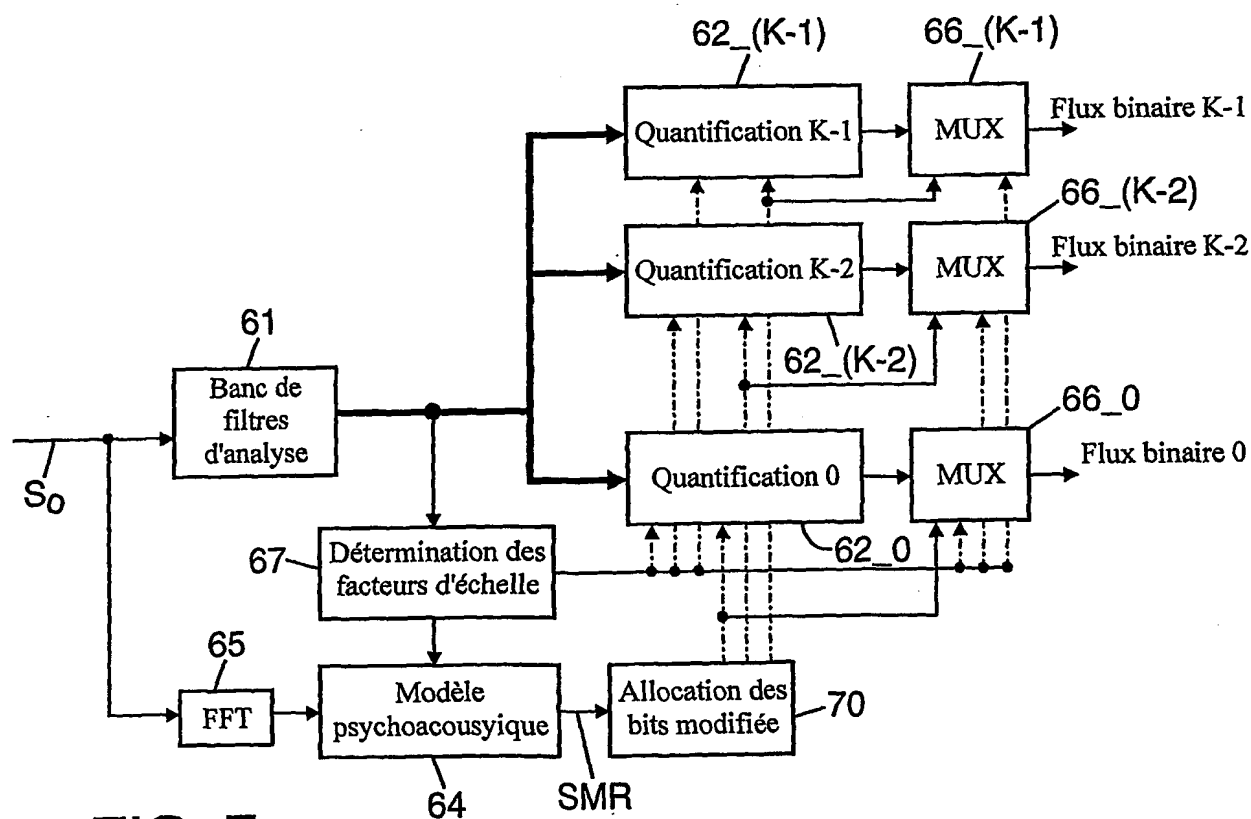
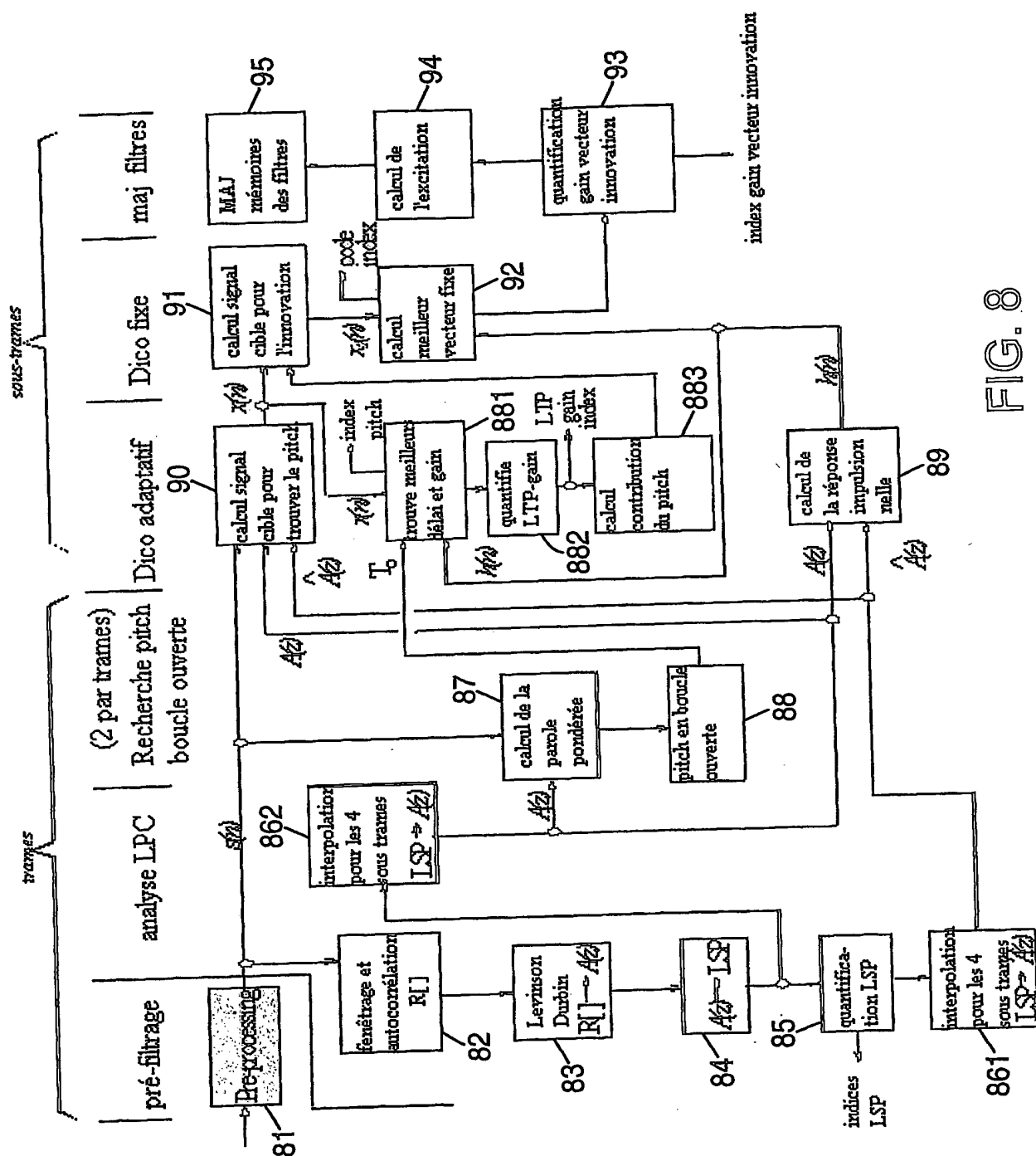


FIG. 7



ॐ
ॐ
ॐ
ॐ

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 G10L19/14 G10L19/12 G10L19/00 G10L19/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 G10L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 6 581 032 B1 (GAO ET AL) 17 June 2003 (2003-06-17) abstract; figure 2 column 9, line 64 - column 10, line 1	1, 2, 7, 12, 15, 17, 21, 24-26
X	US 6 141 638 A (PENG WEIMIN ET AL) 31 October 2000 (2000-10-31) abstract; figure 5 column 7, lines 1-3	1, 2, 7, 12, 15, 17, 21, 24-26
A	US 6 526 140 B1 (MARCHOK ET AL) 25 February 2003 (2003-02-25) abstract column 3, lines 53-59	1-26

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

T later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

X document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

Y document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

G document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

17 March 2005

Date of mailing of the international search report

29/03/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Quélavoine, R

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR2004/003009

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6581032	B1	17-06-2003	US 6782360 B1	24-08-2004
			AT 272885 T	15-08-2004
			AU 5542201 A	03-12-2001
			AU 7486200 A	24-04-2001
			AU 2001255422 B2	04-11-2004
			BR 0014212 A	10-06-2003
			BR 0110831 A	07-12-2004
			CN 1451155 A	22-10-2003
			CN 1468427 A	14-01-2004
			DE 60012760 D1	09-09-2004
			EP 1214706 A1	19-06-2002
			EP 1338003 A1	27-08-2003
			JP 2003513296 T	08-04-2003
			JP 2004510174 T	02-04-2004
			TW 493161 B	01-07-2002
			WO 0122402 A1	29-03-2001
			WO 0191112 A1	29-11-2001
			US 6757649 B1	29-06-2004
			US 2003200092 A1	23-10-2003
			US 6604070 B1	05-08-2003
			US 6574593 B1	03-06-2003
			US 2004260545 A1	23-12-2004
			US 6636829 B1	21-10-2003
US 6141638	A	31-10-2000	BR 9904633 A	26-09-2000
US 6526140	B1	25-02-2003	US 2003091182 A1	15-05-2003
			AU 1359601 A	14-05-2001
			CA 2390200 A1	10-05-2001
			WO 0133814 A1	10-05-2001
			US 2003053618 A1	20-03-2003
			US 6526139 B1	25-02-2003
			US 6522746 B1	18-02-2003

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

CIB 7 G10L19/14 G10L19/12 G10L19/00 G10L19/02

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 G10L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	US 6 581 032 B1 (GAO ET AL) 17 juin 2003 (2003-06-17) abrégé; figure 2 colonne 9, ligne 64 - colonne 10, ligne 1	1,2,7, 12,15, 17,21, 24-26
X	US 6 141 638 A (PENG WEIMIN ET AL) 31 octobre 2000 (2000-10-31) abrégé; figure 5 colonne 7, ligne 1-3	1,2,7, 12,15, 17,21, 24-26
A	US 6 526 140 B1 (MARCHOK ET AL) 25 février 2003 (2003-02-25) abrégé colonne 3, ligne 53-59	1-26

☐ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

T document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

X document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

Y document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

G document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

17 mars 2005

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

29/03/2005

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Quélavoine, R

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 6581032	B1	17-06-2003	US 6782360 B1	24-08-2004
			AT 272885 T	15-08-2004
			AU 5542201 A	03-12-2001
			AU 7486200 A	24-04-2001
			AU 2001255422 B2	04-11-2004
			BR 0014212 A	10-06-2003
			BR 0110831 A	07-12-2004
			CN 1451155 A	22-10-2003
			CN 1468427 A	14-01-2004
			DE 60012760 D1	09-09-2004
			EP 1214706 A1	19-06-2002
			EP 1338003 A1	27-08-2003
			JP 2003513296 T	08-04-2003
			JP 2004510174 T	02-04-2004
			TW 493161 B	01-07-2002
			WO 0122402 A1	29-03-2001
			WO 0191112 A1	29-11-2001
			US 6757649 B1	29-06-2004
			US 2003200092 A1	23-10-2003
			US 6604070 B1	05-08-2003
			US 6574593 B1	03-06-2003
			US 2004260545 A1	23-12-2004
			US 6636829 B1	21-10-2003
US 6141638	A	31-10-2000	BR 9904633 A	26-09-2000
US 6526140	B1	25-02-2003	US 2003091182 A1	15-05-2003
			AU 1359601 A	14-05-2001
			CA 2390200 A1	10-05-2001
			WO 0133814 A1	10-05-2001
			US 2003053618 A1	20-03-2003
			US 6526139 B1	25-02-2003
			US 6522746 B1	18-02-2003